Оглавление

ББК 31.261.8
В25
УДК 621.314.21 : 621.374

Рецензент *А. С. Васильев*

Редактор *С. С. Полигнотова*

Вдовин С. С.

В25 Проектирование импульсных трансформаторов. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1991. – 208 с.: ил.

ISBN 5-283-04484-X

Рассмотрены основы теории, конструкции и методы расчета импульсных трансформаторов для мощных импульсных систем. Излагаются принципы конструирования трансформаторов с высокими технико-экономическими характеристиками. Установлены предельные функциональные возможности импульсных трансформаторов, дан ряд конструкций и примеры расчета. Первое издание вышло в 1971 г. Во втором издании основное внимание уделеио мощным высоковольтным импульсным трансформаторам для применения в современных областях прикладной физики и техники.

Для инженерно-технических и научных работников, занятых в области физики и техники мощных импульсных систем.

В $\frac{2202070300-114}{051(01)-91}$ 87–90 **ББК 31.261.8**

ISBN 5-283-04484-X

ПРЕДИСЛОВИЕ

Со времени выхода в свет первого издания книги "Проектирование импульсных трансформаторов" в прикладной физике и в технике сформировалось новое направление, получившее название физики и техники мощных импульсных систем [1]. Одна из актуальных задач этого направления состоит в получении электрических импульсов, энергия, мощность и напряжение которых измеряется мегаджоулями, тераваттами и мегавольтами.

Для преобразования напряжений в импульсной технике широко применяется импульсный трансформатор. Как к объекту импульсной техники к импульсному трансформатору традиционно предъявляется только функциональное требование: минимальное искажение формы импульсов. В мощных импульсных системах импульсный трансформатор выступает как объект импульсной электроэнергетики и техники высоких напряжений. Поэтому кроме безусловного функционального требования к нему должны предъявляться также и разнообразные технико-экономические требования. Пренебрежение последними приводит при проектировании к неэкономичным или даже практически невыполнимым конструкциям.

Однако в известных монографиях, в том числе и в первом издании книги, технико-экономическим требованиям придается второстепенное значение, а следовательно, проектирование импульсных трансформаторов не ориентировано на получение конструкций с высшими технико-экономическими показателями. Публикации в периодической печати, будучи посвящены частным вопросам, не восполняют этого пробела.

Во втором издании книги сделана попытка рассмотреть проектирование импульсного трансформатора с учетом как функциональных, так и технико-экономических требований. На основе этого подхода выявлены принципы проектирования импульсных трансформаторов с высшими технико-экономическими показателями, приведены конструкции, в которых эти принципы реализуются наиболее полно. Автор стремился сделать книгу максимально полезной в практическом отношении. Этим объясняется ее насыщенность примерами конкретных конструкций импульсных трансформаторов, их анализом, методиками и примерами расчетов. Библиография расширена и содержит все основные публикации по данному вопросу. Опущен второстепенный или уста-

ревший материал. В целом второе издание книги коренным образом отличается от первого и отражает происходящие изменения в теории и практике проектирования импульсных трансформаторов.

Автор надеется, что книга окажется полезной инженерно-техническим, научным работникам и студентам, работающим или специализирующимся в области физики и техники мощных импульсных систем.

Отзывы о книге, замечания и пожелания просьба направлять по адресу: 191065 Ленинград, Марсово поле, 1, Ленинградское отделение Энергоатомиздата.

Автор

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ИМПУЛЬСНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР В УСТАНОВКАХ ИМПУЛЬСНОЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ

1.1. ИМПУЛЬСНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ

В современных электротехнических устройствах и при проведении различных электрофизических экспериментов необходимы электрические токи, достигающие сотен килоампер при напряжениях до нескольких мегавольт. При таких больших токах и напряжениях мощности измеряются гигаваттами, что лежит далеко за пределами технических возможностей современных электрогенераторов, если иметь в виду длительную их эксплуатацию. Поэтому единственным доступным способом получения столь больших мощностей является кратковременность режима работы соответствующих устройств. Такой режим, когда мощность генерируется и потребляется в течение небольшого интервала времени, принято называть импульсным. Собственно импульсы могут иметь разную форму – близкую к прямоугольной, трапецеидальную, треугольную, колоколообразную и др. Характер последовательности импульсов также может быть разным – строго периодическим, с переменным периодом, с периодом, изменяющимся по случайному закону, с импульсами разной длительности и с разным периодом. В некоторых случаях необходимы одиночные импульсы, и тогда говорят о моноимпульсном режиме работы импульсного устройства. Мощности и напряжения импульсов могут изменяться в весьма широких пределах. Однако в целом в развитии прикладной физики и техники прослеживается общая тенденция к увеличению импульсных мощностей и напряжений, которые, в перспективе, могут достигать нескольких тераватт и мегавольт [1].

При изложении будут рассматриваться импульсные режимы, в которых длительность импульса мала по сравнению с периодом их повторения, а форма близка к прямоугольной. Именно в таком режиме большей частью работают мощные импульсные устройства. При этом периодичность импульсов не оказывает существенного влияния на конструкцию импульсного трансформатора (ИТ), которая определяется прежде всего параметрами собственно трансформированного импульса: длительностью, напряжением, мощностью, допустимыми отклонениями формы от заданной. Главное влияние периодичность оказывает на количество выделяющейся в активных частях ИТ – его магнитной системе (МС) и обмотках – теплоты. По изложенным причинам изменение периода повторения импульсов может не приниматься во внимание.

Общее представление об импульсном режиме работы, когда период повторения импульсов не изменяется, дает рис. 1.1. Основные характеристики такого режима: амплитуда напряжения импульсов U, длительность импульсов $t_И$, период повторения импульсов T и производные

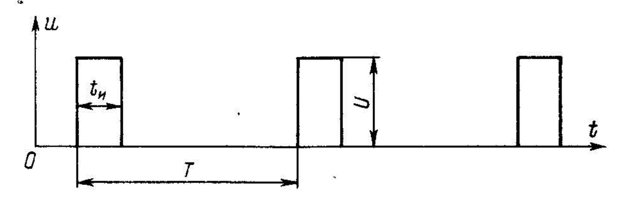


Рис. 1.1. Основные характеристики импульсного режима работы

величины – частота повторения $F = 1/T$, скважность $q = T/t_И$ и коэффициент усреднения $\sigma = 1/q$. В мощных импульсных устройствах скважность обычно характеризуется значениями 10 . . . 1000. При такой большой скважности ИТ обычно успевает восстановить свои свойства в интервале между импульсами, и поэтому форма импульсов в последовательности одинакова. Длительность импульсов также может лежать в широких пределах – от нескольких наносекунд в лазерной технике до сотен микросекунд в радиолокации. Свойства магнитных материалов, доступных и пригодных для применения в МС, таковы, что не позволяют реализовать мощные ИТ на длительность импульсов менее 50 нс. Поэтому далее имеются в виду импульсные режимы с бóльшей длительностью импульсов.

1.2. ГЕНЕРАТОРЫ МОЩНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСОВ

Мощные ИТ входят в состав генераторов электрических импульсов, в которых эти трансформаторы выполняют функции согласующего звена между первичным генератором и потребителем импульсной электроэнергии – нагрузкой. В качестве первичных генераторов применяются генераторы с полным или частичным разрядом накопителя энергии емкостного типа. Схема такого генератора с ИТ имеет вид, приведенный на рис. 1.2, где H – накопитель энергии в виде формирующей линии или накопительного конденсатора; K – коммутатор накопленной энергии; R_2 – сопротивление нагрузки, в общем случае нелинейное; U_1 и U_2 – амплитуда импульсов на первичной и вторичной обмотках ИТ; U_0 – напряжение источника питания генератора; Z_0 – зарядное сопротивление накопителя энергии. Мощность таких генераторов ограничена мощностью выпускаемых промышленностью коммутаторов. В мощных импульсных генераторах с полным разрядом накопителя

в качестве коммутаторов используются водородные тиратроны, игнитроны, тиристоры и динисторы, в генераторах с частичным разрядом накопительной емкости – специальные импульсные модуляторные лампы. Особенности коммутаторов приводят к тому, что КПД генераторов с полным разрядом накопителя обычно значительно выше, чем у генераторов с частичным разрядом. Этим определяется преимущественное применение генераторов с полным разрядом накопителя в мощных генераторах электрических импульсов.

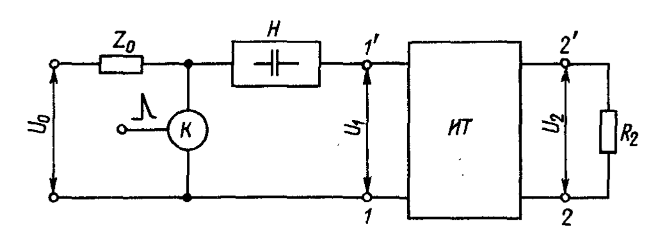


Рис. 1.2. Схема генератора с импульсным трансформатором

Максимальные достигнутые к настоящему времени мощности коммутаторов не превышают 100 МВт, что значительно меньше требуемых в импульсной электроэнергетике. Эффективный способ увеличения мощности состоит в суммировании мощности многих автономных генераторов посредством импульсного трансформатора (рис. 1.3). Суммирование мощности позволяет применять в мощных генераторах автономные генераторы с коммутаторами в виде тиристоров и динисторов, обладающих известными преимуществами полупроводниковых приборов по сравнению с электронными лампами и газоразрядными приборами. Это делает метод суммирования мощности особенно перспективным.

Применение ИТ в составе мощного импульсного генератора неизбежно связано с потерей части мощности и искажениями формы транс-

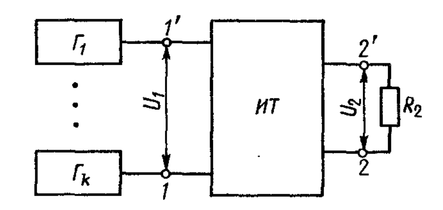


Рис. 1.3. Схема суммирования мощности импульсных генераторов

формированных импульсов, а также усложнением генератора. Однако преимущества столь значительны, что в целом применение ИТ обычно технически оправданно. Так, оно избавляет от необходимости строить

высоковольтные импульсные генераторы по сложным и малонадежным схемам умножения напряжения, позволяет легко создавать наиболее благоприятные условия для передачи максимальной мощности от генератора к нагрузке, изменять полярность импульсов, осуществлять гальваническую развязку генератора с нагрузкой и решать многие другие технические задачи. Коэффициент полезного действия мощиого ИТ может достигать 99%, поэтому потерями мощности как таковыми не определяется принципиальная возможность применения ИТ. Но абсолютная величина потерь пропорциональна частоте повторения импульсов, и при увеличении частоты увеличивается тепловыделение и температура активных частей трансформатора. В связи с этим применение ИТ возможно только при частотах повторения, не превышающих 10 кГц. Масса и стоимость ИТ обычно на один-два порядка меньше массы и стоимости генератора импульсов, и они не определяют возможности применения ИТ в импульсных установках.

В целом, так же как и силовой трансформатор в промышленной электроэнергетике, ИТ окаэывается практически незаменимым элементом в импульсной электроэнергетике, чем и обусловлено его широкое применение в импульсных установках.

Принципиальным фактором, определяющим возможность применения ИТ, являются вносимые им искажения формы импульсов. Эти искажения возникают как следствие процессов накопления и рассеяния электрической и магнитной энергии в принципиально неустранимых из системы генератор – ИТ – нагрузка (трансформаторной цепи) элементах. Такими элементами являются показанные на схеме замещения

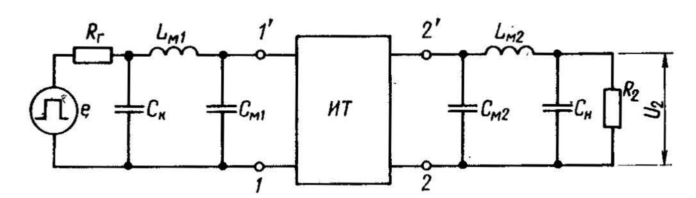


Рис. 1.4. Схема замещеиия трансформаториой цепи

трансформаторной цепи (рис. 1.4) емкость коммутатора $C_К$, емкости монтажа установки $C_{М1}$ и $C_{М2}$, емкость нагрузки $C_И$, индуктивности монтажа $L_{М1}$ и $L_{М2}$ и не показанные на рисунке электромагнитные параметры ИТ – индуктивности рассеяния и намагничивания и емкости его обмоток. Вследствие того, что искажения трансформированных импульсов определяются именно этими параметрами трансформаторной цепи, все они характеризуются как паразитные. Соотношение между паразитными параметрами собственно генератора и ИТ может быть различным, но наиболее вероятным является такое, при котором в энергоемких элементах генератора и нагрузки, с одной стороны, и ИТ,

с другой, запасаются соизмеримые энергии. Таким образом, искажения трансформированных импульсов примерно в равной мере определяются как параметрами генератора и нагрузки, так и параметрами собственно ИТ. В отдельных случаях паразитные параметры генератора и нагрузки оказывают доминирующее влияние на искажения; тогда применение ИТ существенно затрудняется или становится вообще невозможным.

1.3. ПОТРЕБИТЕЛИ ИМПУЛЬСНОЙ ЭНЕРГИИ

В импульсных устройствах потребителями импульсной энергии (нагрузкой) долгое время являлись различные типы генераторов сверхвысоких частот: триодные генераторы, магнетроны, платинотроны, лампы бегущей волны, пролетные клистроны. С развитием прикладной физики потребителями стали также газовые лазеры, газоразрядные промежутки, мощные электромагниты. Общая особенность этих потребителей состоит в том, что для их нормальной работы необходимы высокие импульсные напряжения, лежащие в пределах 20 . . . 1000 кВ. Именно эта особенность обусловливает необходимость применения импульсного трансформатора в составе генератора импульсов.

Другая особенность этих потребителей состоит в нелинейном характере зависимости тока потребителя от напряжения, т. е. в нелинейности их вольт-амперных характеристик. Этот фактор не ограничивает возможности применения ИТ в составе генератора импульсов, однако оказывает некоторое, иногда значительное, влияние на процесс формирования импульса и поэтому должен учитываться при расчетах ИТ.

Вольт-амперные характеристики являются экспериментально снятыми зависимостями, и их точное аналитическое описание представляет значительные трудности. Весьма приближенно вольт-амперные характеристики могут аппроксимироваться отрезками прямых линий. Однако кусочно-линейная аппроксимация неудобна для получения универсальных решений и недостаточно точна. Более точно вольт-амперные характеристики большинства нагрузок могут аппроксимироваться простой степенной функцией вида

$$i_{\text{н}} = \beta u_{\text{н}}^{q}. \qquad (1.1)$$

Коэффициент β здесь определяется параметрами и конструктивными особенностями тех или иных нагрузок, и его значения могут лежать в весьма широких пределах. Показатель степени q для соответствующих нагрузок, наоборот, имеет вполне определенные значения. Так, для линейной нагрузки $q = 1$; для триодных генераторов $q \approx 1$; для нагрузок диодного и клистронного типа $q = 1{,}5$; для нагрузок магнетронного типа и ламп бегущей волны $q = 4 \ldots 6$; для газовых лазеров и газоразрядных промежутков $q = 8 \ldots 10$ и т. д.

Работа каждого типа нагрузки характеризуется переходным и установившимся (согласованным) режимом. Режим согласования является рабочим, и его параметры – напряжение $U_{\text{и.с}}$, ток $I_{\text{н.с}}$ и сопротивление нагрузки $R_{\text{н.с}} = U_{\text{и.с}}/I_{\text{н.с}}$ – заранее известны. Это позволяет выразить коэффициент β через параметры согласованного режима и найти сопротивление нагрузки в переходном режиме:

$$\beta = 1/(R_{\text{и.с}} U_{\text{н.с}}^{q-1}); \tag{1.2}$$

$$R_{\text{н}} = R_{\text{н.с}}/(u_{\text{н}}/U_{\text{н.с}})^{q-1}. \tag{1.3}$$

Последняя формула однозначно определяет закон изменения сопротивления нагрузки в зависимости от напряжения на нагрузке и поэтому удобна для анализа процесса формирования импульса.

1.4. ТРЕБОВАНИЯ К ИМПУЛЬСНОМУ ТРАНСФОРМАТОРУ

К импульсному трансформатору предъявляется широкий комплекс разнообразных требований, которые можно разделить на функциональные, эксплуатационные и технико-экономические.

Функциональные требования определяют значения основных электрических параметров (напряжение, мощность и форма) импульсов, получаемых посредством ИТ. Функциональные требования являются безусловными. Однако по техническим причинам выполнить все функциональные требования удается не всегда.

Эксплуатационные требования – это, прежде всего, высокая надежность ИТ. Надежность ИТ определяется его электрической прочностью, устойчивостью к механическим и климатическим воздействиям, температурным режимом, способностью выдерживать перегрузки в возможных аварийных режимах. Эксплуатационные требования абсолютно безусловны.

Технико-экономические требования – это минимальные габариты, масса и потери энергии, стоимость, трудоемкость изготовления, а также технологичность, возможность использования в конструкции ИТ доступных материалов и т. д. Степень выполнения технико-экономических требований определяется свойствами применяемых в ИТ магнитных, проводниковых, изоляционных и конструкционных материалов, уровнем технологии. В отличие от функциональных и эксплуатационных эти требования условны и в зависимости от конкретных обстоятельств могут изменяться в широких пределах. Так, мыслима ситуация, когда применение ИТ является единственным технически приемлемым способом получить импульсы с заданными параметрами; в этом случае технико-экономические требования приобретают второстепенное значение.

Традиционно наиболее важные и трудновыполнимые функциональные требования касаются искажений формы трансформированного

импульса. Искажения имеют вид переходного процесса, который в зависимости от соотношения между индуктивными и емкостными параметрами трансформаторной цепи носит колебательный или апериодический характер. В пренебрежении второстепенными деталями искаженный трансформированный импульс представлен на рис. 1.5, где

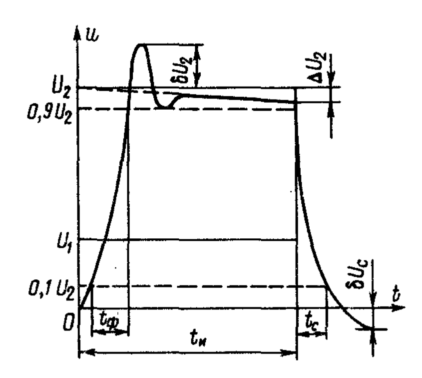


Рис. 1.5. Параметры искажений трансформированного импульса

предполагается, что генератор вырабатывает идеально прямоугольные импульсы с амплитудой U_1 и длительностью $t_и$.

Искажения трансформированного импульса длительности $t_и$ принято характеризовать удлинением фронта $t_ф$, измеренным между уровнями (0,1 ... 0,9) U_2; амплитудой максимального выброса напряжения на фронте δU_2; снижением напряжения на вершине ΔU_2 за время действия импульса; удлинением среза $t_с$ и амплитудой максимального выброса на срезе $\delta U_с$. Обычно удобнее оперировать соответствующими относительными параметрами искажений. Для современного применения мощных ИТ характерны следующие допустимые относительные искажения: $t_ф/t_и$ = 0,05 ... 0,25; $\delta U_2/U_2$ = 0,00 ... 0,05; $\Delta U_2/U_2$ = = 0,002 ... 0,050; $t_с/t_и$ = 0,10 ... 0,30; $\delta U_с/U_2$ = 0,3.

Форма импульса на нагрузке определяет протекание процессов в ней. Отклонения от заданной формы нарушают нормальный процесс и поэтому недопустимы. По этой причине главное функциональное требование, предъявляемое к ИТ, состоит в ограничении уровня вносимых им искажений формы трансформированного импульса. Однако соответствие этому функциональному требованию не является достаточным в практическом применении мощных ИТ. В установках импульсной электроэнергетики энергия, мощность и напряжение трансформированных импульсов весьма велики, поэтому при требуемых параметрах искажений формы импульса масса и объем ИТ могут достигать десятков тонн и кубометров. Кроме того, особое значение приобретает всемерное уменьшение потерь в ИТ; даже если потери и относительно малы, отвод выделяющейся при этом теплоты часто приобретает характер сложной

технической проблемы. Значительные технологические трудиости возникают при изготовлении крупногабаритных МС мощных ИТ. Немаловажную роль играют также экономические факторы.

По перечисленным и другим причинам подобного характера к мощным ИТ помимо функциональных неизбежно предъявляется еще и целый комплекс технико-экономических требований, главные из которых: минимальные габариты, масса, стоимость, потери энергии и высокая технологичность. Технико-экономические и функциональные требования часто оказываются одинаково важными, так как невыполнение технико-экономических требований иногда приводит к невозможности или экономической нецелесообразности применения ИТ. Поэтому особое внимание должно уделяться поиску конструкций с высокими технико-экономическими показателями при безусловном, естественно, выполнении ими своего функционального назначения.

1.5. ОБЩИЕ КОНСТРУКТИВНЫЕ СХЕМЫ И КЛАССИФИКАЦИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Импульсные трансформаторы отличаются многообразием конструктивного исполнения. Это обусловлено их применением в широком диапазоне энергий, мощностей, напряжений, длительностей импульсов, требованиями к форме трансформированных импульсов, различиями в назначении и условиях эксплуатации и т. д. Тем не менее, несмотря на это многообразие, все конструктивные схемы ИТ можно свести к четырем основным: стержневой (рис. 1.6), броневой (рис. 1.7), бронестержневой (рис. 1.8) и тороидальной (рис. 1.9). Таким образом, по конструктивным признакам ИТ можно классифицировать как стержневые, броиевые, бронестержневые и тороидальные. Форма поперечного сечения МС у них может быть прямоугольной или круговой (рис. 1.10 и 1.11), как и у силовых трансформаторов.

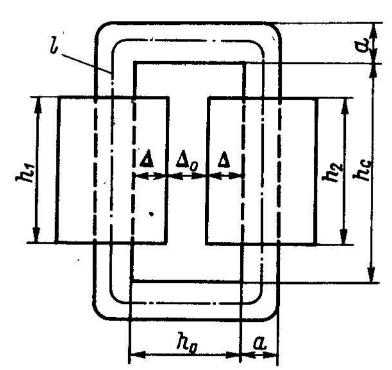


Рис. 1.6. Конструктивная схема стержневого ИТ

На рис. 1.6–1.11 и далее в тексте приняты следующие обозначения: l – длина МС (средней магнитной линии); l_1 и l_2 – внутренняя и наружная длина МС (самой короткой и самой длинной магнитной линии);

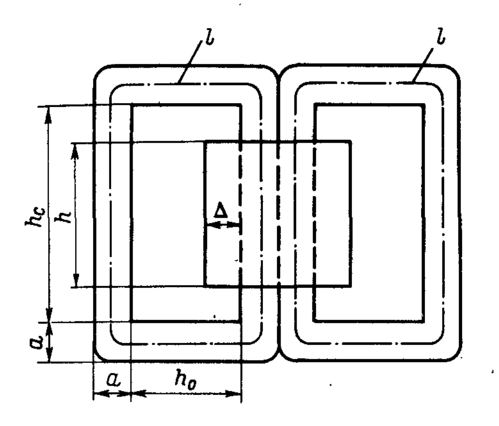


Рис. 1.7. Конструктивиая схема броневого ИТ

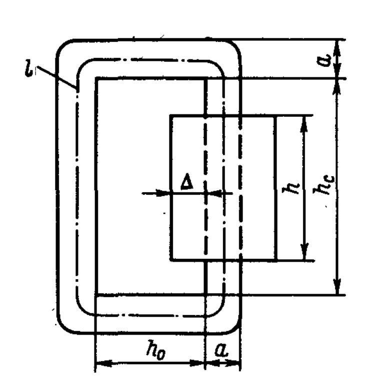


Рис. 1.8. Конструктивная схема бронестержневого ИТ

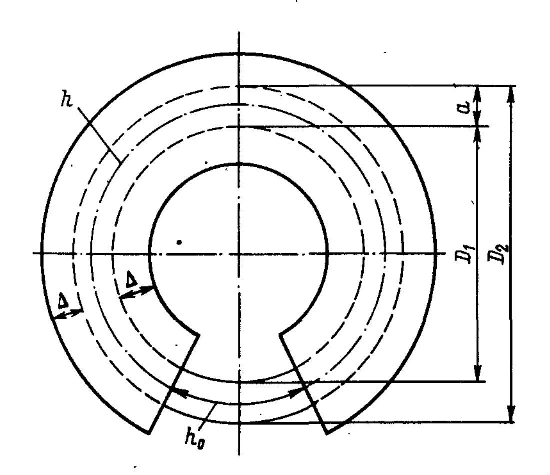


Рис. 1.9. Конструктивная схема тороидального ИТ

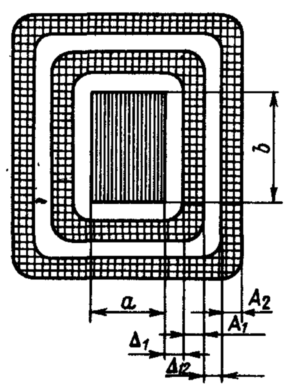


Рис. 1.10. Прямоугольное поперечное сечение ИТ

h, h_1, h_2 – высота катушек с обмотками (длина обмоток); h_0 – ширина окна в стержневых и броневых МС, а также длина ярма в тороидальной МС; Δ – толщина катушки; Δ_1, Δ_{12} и Δ_2 – толщина изо-

ляции между первичной обмоткой и МС, между обмотками и между вторичной обмоткой и МС соответственно; A_1 и A_2 – толщина первичной и вторичной обмотки; a, b и d – стороны прямоугольного и диаметр кругового поперечного сечения МС; h_c – высота стержня МС; S и S_a – геометрическая и активная площадь поперечного сечения МС; $V = lS$, $V_a = lS_a$ – геометрический и активный объем МС; $k_a = S_a/S$ – коэффициент заполнения сечения МС сталью (предполагается, что МС набра-

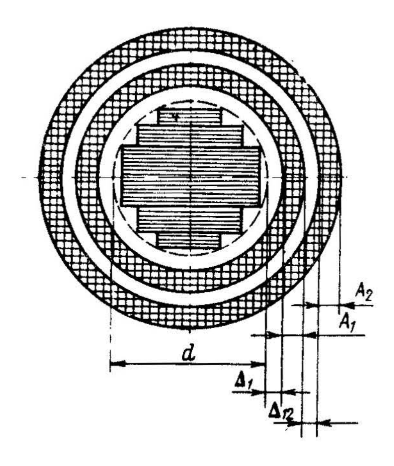


Рис. 1.11. Круговое поперечное сечеиие ИТ

на из листов или навита лентой толщиной c); первичная и вторичная обмотки содержат w_1 и w_2 витков из проводов диаметром или толщиной d_1 и d_2; $\lambda = h/l$ – коэффициент использования длины МС; $n = w_2/w_1 \approx U_2/U_1$ – коэффициент трансформации ИТ.

Характерная конструктивная особенность ИТ – относительно малое число витков в его обмотках. Так, в иекоторых случаях находят применение ИТ с минимальным возможным числом витков: $w_1 = 1$ и $w_2 = n$. По этой причине объем проводниковых материалов обмоток ИТ намного, в 10 . . . 1000 раз, меньше объема МС и в качестве обобщающего технико-экономического показателя конструкции ИТ естественно принимать объем его МС. Если принять такой показатель качества, то непосредственно из рис. 1.6 . . . рис. 1.9 видно, что не все конструкции в этом отношении равноценны, так как в каждой из них эффективно используется только та часть объема МС, которая заключена внутри обмоток. Внешние части МС, т. е. ярма, служат только для проведения рабочего магнитного потока ИТ. Так как поперечное сечеиие постоянно по длине, то эффективность использования МС можно характеризовать коэффициентом использования длины $\lambda = h/l$, где под высотой обмотки h понимается суммарная высота катушек. Как показывает опыт конструирования ИТ, максимальные значения этого коэффициента составляют: для тороидальной МС – 0,95; для стержневой – 0,6; для броиевой и бронестержневой – 0,3. Таким образом, наиболее экономичны ИТ тороидального типа, отно-

сительно экономичны – стержневого и менее всего экономичны – броневого и бронестержневого. Если учесть, что конструктивно и технологически стержневые, броневые и бронестержневые ИТ примерно равноценны, то следует вывод о целесообразности применения тороидальных и стержневых МС в ИТ, особенно мощных, отличающихся большим объемом МС.

Коэффициент использования длины МС можно повысить, увеличив высоту стержня или диаметр МС. Однако такие вытянутые в высоту или увеличенного диаметра конструкции имеют большие габариты, менее прочны, нетехнологичны, для них характерен повышенный расход проводниковых материалов, потери мощности в обмотках, искажения трансформированных импульсов и другие недостатки. Однако наиболее важно то, что высшие функциональные показатели достигаются в конструкциях ИТ с максимальной большой площадью сечения и минимальной длиной МС, как будет показано далее. В связи с этим коэффициент использования длины МС является показателем относительным и характеризует только степень конструктивного совершенства ИТ.

С другой стороны, увеличение площади сечения и уменьшение длины МС имеет ограничения, состоящие в следующем. Одновременно, при постоянном объеме МС, увеличивается отношение длины самой длинной к длине самой короткой магнитной линии. Это приводит к пропорциональному увеличению степени неоднородности магнитного поля МС, вследствие чего насыщение ее внутренних частей происходит раньше, чем наружных. В итоге – дополнительные искажения формы трансформированного импульса, потери мощности, увеличение магнитных потоков рассеяния, вызывающих нагрев элементов конструкции ИТ. Поэтому для получения приемлемой степени неоднородности магнитного поля в МС необходимо выполнение ограничения в виде неравенства $l_2/l_1 < 1{,}5$.

Связь длины МС с другими размерами для разных типов МС определяется следующими формулами:

для тороидальной МС прямоугольного сечения

$$l_т = \pi \frac{D_2 + D_1}{D_2 - D_1} \sqrt{\frac{a}{b} S} = k_т \sqrt{\frac{a}{b} S}; \tag{1.4}$$

для стержневой МС прямоугольного сечения

$$l_{с.п} = 4 \frac{l_2 + l_1}{l_2 - l_1} \sqrt{\frac{a}{b} S} = k_{с.п} \sqrt{\frac{a}{b} S}; \tag{1.5}$$

для стержневой МС кругового сечения

$$l_{с.к} = \frac{8}{\sqrt{\pi}} \frac{l_2 + l_1}{l_2 - l_1} \sqrt{S} = k_{с.к} \sqrt{S}. \tag{1.6}$$

Из формул (1.4)–(1.6) прежде всего видно, что для уменьшения длины МС необходимо выполнение условия $a < b$. По этой причине второй возможный случай ($a > b$) практического значения не имеет и далее не рассматривается.

Уменьшая сторону a и увеличивая сторону b сечения, длину МС можно уменьшить неограниченно. Однако практически это реализуется лишь в незначительной степени, так как при уменьшении отношения a/b уменьшается механическая прочность и виброустойчивость обмоток, возникает провисание или распушение проводов обмоток со стороны b, а следовательно, усложняется намотка и закрепление витков, увеличивается расход проводниковых материалов, затрудняется наложение обмоток. По этим причинам отношение a/b не следует выбирать меньшим 0,5. Обычно же применяют форму сечения, близкую к квадратной. Если принять квадратное сечение и равновеликое круговое, то при максимальном допустимом отношении $l_2/l_1 = 1{,}5$ длина и площадь сечения МС окажутся связаны соотношениями

$$l_{\text{т}} = 15{,}7\sqrt{S}; \tag{1.7}$$

$$l_{\text{с.п}} = 20\sqrt{S}; \tag{1.8}$$

$$l_{\text{с.к}} = 22{,}6\sqrt{S}. \tag{1.9}$$

Из этих формул видно, что при одинаковой площади сечения минимальную длину имеет тороидальная МС, а максимальную – стержневая кругового сечения. Вследствие этого, а также по причине большой конструктивной и технологической сложности, связанной с трудностями изготовления из тонких листов или лент, МС кругового сечения находят ограниченное применение в ИТ.

С целью упрощения записи расчетных формул в них далее вводятся следующие конструктивные коэффициенты и производные величины:

коэффициент формы прямоугольного сечения МС

$$k_s = 0{,}5\left(\sqrt{a/b} + \sqrt{b/a}\right); \tag{1.10}$$

коэффициенты длины МС

$$k_{\text{т}} = \pi\frac{D_2 + D_1}{D_2 - D_1}; \quad k_{\text{с.п}} = 4\,\frac{l_2 + l_1}{l_2 - l_1}; \quad k_{\text{с.к}} = \frac{8}{\sqrt{\pi}}\,\frac{l_2 + l_1}{l_2 - l_1}; \tag{1.11}$$

сторона базового квадратного сечения МС

$$a_0 = \sqrt{ab} = 1{,}13D = \sqrt{S}; \tag{1.12}$$

средняя длина витка обмотки

$$p = k_p\left(k_s\sqrt{S} + \Delta\right). \tag{1.13}$$

В последней формуле для прямоугольного сечения $k_p = 4$, а для кругового $k_p = \pi$ и $k_s = 1{,}13$.

В отличие от силовых трансформаторов строгая и обоснованная классификация ИТ не разработана. Вводимая здесь основана на принципах классификации силовых – по конструктивным признакам и классу напряжения. По конструк-

тивным признакам ИТ удобно классифицировать как тороидальные, стержневые, броневые и бронестержневые. Значительно сложнее классифицировать ИТ по классу напряжения, так как напряжения ИТ не могут быть стандартизованы по причине многообразия применения этих трансформаторов.

Облегчает классификацию по напряжению следующее соображение. Характерным признаком класса напряжения является тип и конструкция главной изоляции ИТ, в сильной степени определяющая собой и конструкцию ИТ в целом. Так, в ИТ на напряжение до 20 кВ удается применять сухую изоляцию из слоистых диэлектриков, в некоторых случаях – воздушную при нормальном давлении. В интервале напряжений 20 ... 100 кВ обычно применяют бумажно-масляную или бумажно-пленочно-масляную изоляцию. При напряжении более 100 кВ лучшие результаты дает применение чисто масляной изоляции. Изоляция в виде бакелитовых или стеклоэпоксидных цилиндров в последнем случае выполняет роль несущих элементов конструкции (для наложения и закрепления обмоток). Поэтому, несмотря на определенную условность, целесообразно ввести такую классификацию по классу напряжения, чтобы значение напряжения отражало и конструктивные особенности изоляции, т. е. в следующем виде: ИТ класса напряжения до 20 кВ; ИТ класса напряжения до 100 кВ; ИТ класса напряжения свыше 100 кВ.

Конечно, не исключается возможность применения различных комбинированных видов изоляции, например маслобарьерной или элегазобарьерной при повышенном давлении элегаза. Однако существенного влияния на принцип классификации это не оказывает.

1.6. ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

В общей постановке проектирование – это выбор технического решения и создание совокупности документов, достаточных для промышленного изготовления объекта проектирования.

Содержанием проектирования ИТ является выбор конструкции, отвечающей функциональным и эксплуатационным требованиям и обеспечивающей получение приемлемых технико-экономических показателей. Если такая конструкция найдена и достаточно глубоко проработана, то создание соответствующей совокупности документов (разработка конструкторской документации) не представляет принципиальных затруднений. По этим причинам в данной книге задача проектирования ограничена выбором соответствующей конструкции и такой степенью детализации последней, которая достаточна для разработки конструкторской документации. Именно в этом смысле употребляется далее термин "проектирование".

При таком ограничении задачи в сфере проектирования из эксплуатационных остаются фактически только требования к электрической прочности и теплостойкости конструкции ИТ. Эти требования с равным основанием можно отнести как к эксплуатационным, так и к функциональным, поскольку без их выполнения нормальное функционирование ИТ невозможно. Поэтому далее требования к электрической прочности

и теплостойкости будут отнесены к функциональным. Считается, что выполнение других эксплуатационных требований обеспечивается при разработке конструкторской документации.

В основе проектирования ИТ – заданные параметры импульса на нагрузке, электромагнитные параметры генератора, соединительных цепей и нагрузки. Эти исходные данные удобно разделить на две части, характеризующие первичную и вторичную цепь ИТ, и представить в следующем виде:

Параметры первичной цепи

Напряжение генератора импульсов, В	e
Внутреннее сопротивление генератора, Ом	$R_г$
Длительность импульса, с	$t_и$
Длительность фронта импульса, с	$t_{ф1}$
Спад напряжения на вершине импульса, В	ΔU_1
Длительность среза импульса, с	$t_{с1}$
Частота повторения импульсов, Гц	F
Индуктивность монтажа, Гн	$L_{м1}$
Емкость монтажа, Ф	$C_{м1}$
Емкость генератора импульсов, Ф	$C_г$

Параметры вторичной цепи

Напряжение на нагрузке, В	U_2
Сопротивление нагрузки, Ом	R_2
Длительность фронта импульса, с	$t_{ф2}$
Выброс напряжения на фронте, В	δU_2
Спад напряжения на вершине импульса, В	ΔU_2
Длительность среза импульса, с	$t_{с2}$
Индуктивность монтажа, Гн	$L_{м2}$
Емкость монтажа, Ф	$C_{м2}$
Емкость нагрузки, Ф	$C_н$
Вольт-амперная характеристика нагрузки	$u = u(i)$

В исходные данные обязательно включаются также сведения об условиях эксплуатации, определяющих надежность ИТ: время непрерывной работы, температура окружающей среды, вероятность аварийных состояний в генераторе и нагрузке и т. д.

Кроме перечисленных обычно приводятся и другие данные или оговариваются дополнительные требования. Все они в той или иной мере учитываются при проектировании ИТ. Но главными все же являются параметры первичной и вторичной цепи и условия эксплуатации, так как именно они определяют выбор конструкции, размеры, тип изоляции и другие особенности ИТ. Поэтому в основу проектирования кладутся эти исходные данные, тем более что при реальном проектировании никогда не удается выполнить все требования и неизбежны компромиссы.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В МАГНИТНОЙ СИСТЕМЕ

2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ТРАНСФОРМАТОРАХ С МАГНИТНОЙ СИСТЕМОЙ

Трансформатором называется статическое электромагнитное устройство, имеющее две или более индуктивно связанные обмотки и предназначенное для преобразования посредством электромагнитной индукции одной или нескольких систем переменного тока в одну или несколько других систем переменного тока. Если токи имеют вид импульсов, то трансформатор называют импульсным.

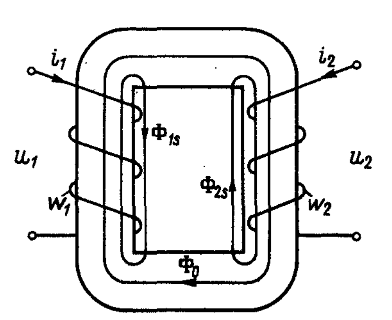


Рис. 2.1. Трансформатор с магнитной системой

Схематически трансформатор показан на рис. 2.1. В технике обычно применяют трансформаторы, обмотки которых расположены на общей МС из трансформаторной стали. Цель, которую преследуют, применяя МС, состоит в уменьшении магнитного сопротивления пути, по которому замыкается основной магнитный поток трансформатора Φ_0, сцепляющийся с обеими его обмотками. Уменьшение этого сопротивления достигается вследствие высокой магнитной проницаемости трансформаторной стали и, в свою очередь, позволяет значительно уменьшить МДС, необходимую для установления заданного потока. Вместе с тем уменьшение магнитного сопротивления для основного потока трансформатора позволяет увеличить электромагнитную связь между обмотками и создать благоприятные условия для передачи энергии из первичной обмотки во вторичную. Для уменьшения потерь на вихревые токи МС трансформатора изготовляют из специальной трансформаторной стали и с повышением частоты уменьшают толщину листов. Сами листы каким-либо способом изолируют друг от друга.

Изучение трансформаторов с МС, обладающей переменной магнитной проницаемостью, затрудняется из-за невозможности пользоваться

принципом наложения и рассматривать потоки, сцепляющиеся с первичной и вторичной обмотками трансформатора, в виде сумм потоков самоиндукции и взаимной индукции. Поэтому при анализе работы трансформаторов с МС исходят непосредственно из результирующей картины магнитного поля. Пренебрегая деталями, эту картину можно представить в виде, показанном на рис. 2.1, где все магнитные линии, сцепляющиеся с обмотками трансформатора, можно разделить на три магнитных потока

основной, или рабочий, поток трансформатора Φ_0, представляющий собой совокупность магнитных линий, замыкающихся по МС и сцепляющихся со всеми витками первичной и вторичной обмотки;

поток рассеяния Φ_{s1} первичной обмотки, представляющий собой совокупность магнитных линий, сцепляющихся только с первичной обмоткой и замыкающихся целиком или главным образом по воздуху;

поток рассеяния Φ_{s2} вторичной обмотки, определяемый аналогично потоку рассеяния первичной обмотки.

Магнитодвижущая сила, определяющая основной поток трансформатора, равна сумме МДС первичной и вторичной обмотки, т. е.

$$F = i_1 w_1 + i_2 w_2,$$

где i_1 и i_2 – токи в обмотках.

При $i_1 w_1 + i_2 w_2 = 0$ основной поток трансформатора равен нулю и остаются только потоки рассеяния. Так как линии потоков рассеяния замыкаются целиком или главным образом по воздуху, магнитная проницаемость которого постоянна, можно считать, что потокосцепления Ψ_{s1} и Ψ_{s2} пропорциональны соответствующим токам, т. е.

$$\Psi_{s1} = L_{s1} i_1; \quad \Psi_{s2} = L_{s2} i_2,$$

где L_s – постоянная индуктивность, учитывающая потокосцепление рассеяния и называемая поэтому индуктивностью рассеяния.

Тогда для потокосцепления первичной и вторичной обмотки получим

$$\Psi_1 = \Psi_{s1} + w_1 \Phi_0 = L_{s1} i_1 + w_1 \Phi_0;$$

$$\Psi_2 = \Psi_{s2} + w_2 \Phi_0 = L_{s2} i_2 + w_2 \Phi_0.$$

Обозначив напряжение на первичной и вторичной обмотке трансформатора u_1 и u_2, а сопротивление его обмоток – r_1 и r_2, получим следующие уравнения для первичной и вторичной цепи:

$$u_1 = r_1 i_1 + d\Psi_1/dt; \quad -d\Psi_2/dt = r_2 i_2 + u_2$$

или, подставляя значения Ψ_1 и Ψ_2,

$$u_1 = r_1 i_1 + L_{s1} \frac{di_1}{dt} + w_1 \frac{d\Phi_0}{dt};$$

$$-w_2 \frac{d\Phi_0}{dt} = r_2 i_2 + L_{s2} \frac{di_2}{dt} + u_2.$$

Из первого уравнения следует, что напряжение, приложенное к первичной обмотке, уравновешивается падением напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки и ЭДС, индуцируемыми основным потоком и потоком рассеяния трансформатора. Из второго уравнения следует, что ЭДС, индуцируемая во вторичной обмотке основным потоком, уравновешивается падением напряжения на активном сопротивлении вторичной обмотки, падением напряжения на сопротивлении нагрузки и ЭДС, индуцируемой потоком рассеяния вторичной обмотки.

Когда отношение числа витков обмоток $n = w_2/w_1$, называемое коэффициентом трансформации, отличается от единицы, неудобно сравнивать величины, которыми характеризуются процессы, протекающие в первичной и вторичной цепи трансформатора, так как ЭДС первичной и вторичной обмотки

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi_0}{dt};$$

$$e_2 = -w_2 \frac{d\Phi_0}{dt}$$

не равны друг другу.

Для удобства сравнения число витков в обмотках трансформатора приводят к общему числу витков. Операция приведения состоит в замене одной из обмоток трансформатора (безразлично – первичной или вторичной) эквивалентной обмоткой с числом витков, равным числу витков другой обмотки.

Рассмотрим приведение числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной. Все параметры приведенной обмотки и цепи, соединенной с нею, а также все величины, характеризующие процессы в приведенной обмотке, будем отличать штрихом и называть приведенными величинами. Естественно, что операция приведения должна быть выполнена так, чтобы режим работы первичной цепи не изменился. Для этого необходимо и достаточно, чтобы МДС вторичной обмотки после приведения не изменилась, т. е. должно быть соблюдено условие

$$i'_2 w_1 = i_2 w_2 \text{ или } i'_2 = \frac{w_2}{w_1} i_2 = n i_2,$$

так как при этом останется неизменным основной поток трансформатора Φ_0, посредством которого осуществляется связь и взаимодействие цепей трансформатора.

Индуцируемая потоком Φ_0 в приведенной вторичной обмотке ЭДС

$$e'_2 = -w_1 \frac{d\Phi_0}{dt} = \frac{w_1}{w_2}\left(-w_2 \frac{d\Phi_0}{dt}\right) = -\frac{e_2}{n}$$

и, следовательно, после приведения индуцируемые основным потоком в первичной и вторичной обмотке ЭДС будут равны между собой: $e_1 = e'_2$.

Важно отметить, что мощность во вторичной цепи в результате приведения не изменилась:

$$p'_2 = e'_2 i'_2 = \frac{e_2}{n} n i_2 = p_2.$$

Для выяснения изменений, претерпеваемых параметрами вторичной обмотки при ее приведении, введем в уравнение для ЭДС вторичной обмотки трансформатора приведенные значения i_2 и e_2. Тогда получим

$$e'_2 = \frac{r_2}{n^2} i'_2 + \frac{L_{s2}}{n^2} \frac{di'_2}{dt} + \frac{u_2}{n} = r'_2 i'_2 + L'_{s2} \frac{di'_2}{dt} + u'_2,$$

откуда следует, что в результате приведения к числу витков первичной обмотки активное сопротивление вторичной и индуктивность, учитывающая ее поток рассеяния, уменьшаются в n^2 раз.

Аналогичным образом можно показать, что в результате приведения все сопротивления и индуктивности, подключенные к внешней части вторичной цепи, уменьшаются в n^2 раз, а все проводимости и емкости увеличиваются в n^2 раз.

Магнитодвижущую силу, определяющую основной поток Φ_0, после приведения можно записать в виде

$$i_1 w_1 + i_2 w_2 = i_1 w_1 + i'_2 w_1 = (i_1 + i'_2) w_1 = i_0 w_1,$$

где $i_0 = i_1 + i'_2$ – намагничивающий ток трансформатора.

Если к первичной обмотке приложено постоянное напряжение, то основной поток трансформатора с МС при измеиении нагрузки от значения холостого хода до номинального изменяется очень мало. Поэтому и МДС, определяющая основной поток, остается почти неизмениой. При $i'_2 = 0$, т. е. при холостом ходе трансформатора, намагничивающий ток равен току в первичной обмотке. На этом основании намагничивающий ток иногда иазывают током холостого хода и считают его неизменным при всех режимах нагрузки, для которых с достаточной точностью можно считать неизменным максимальное значение основного потока Φ_0. Это соображение относится к трансформаторам, в которых потоки рассеяния малы по сравнению с основным потоком, а следовательно, полностью примеиимо к ИТ.

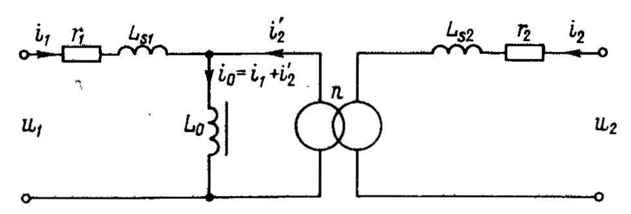


Рис. 2.2. Схема замещения трансформатора с индуктивной связью между обмотками

Из уравнений трансформатора и условия неизменности основного потока Φ_0 трансформатора следует, что реальный трансформатор можно представить схемой замещения (рис. 2.2), состоящей из идеального трансформатора, в котором потери

мощности и потоки рассеяния равны нулю, двух линейных катушек индуктивности с сопротивлением и индуктивностью r_1, L_{s1}, r_2, L_{s2} и одной нелинейной катушки с индуктивностью $L_0 = w_1\Phi_0/i_0$. В этой схеме сопротивлеииями учитываются потери в обмотках, а индуктивностями – потоки рассеяния и потокосцепления между первичной и вторичной обмотками. Далее, производя операцию приведения, можно перейти к схеме замещения на рис. 2.3, элементы которой уже не имеют индуктивной связи между собой. На этой схеме основано изучение процессов в электрических цепях с трансформаторами.

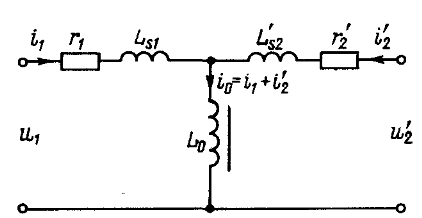


Рис. 2.3. Схема замещения трансформатора без индуктивной связи между обмотками

Общую картину электромагнитных процессов в МС импульсного трансформатора определяют те же законы и явления, что и в МС любого другого трансформатора, а именно:

закон электромагнитной индукции, устанавливающий связь между напряжениями, приложенными к обмоткам трансформатора, и изменениями суммарного магнитного потока;

закон полного тока, устанавливающий связь между напряженностью магнитного поля в МС и намагничивающим током трансформатора;

явление гистерезиса, определяющее связь между изменениями индукции и напряженностью магнитного поля в МС;

явление вихревых токов, индуцируемых в листах МС изменяющимся во времени магнитным потоком;

явление насыщения стали МС.

Особенности ИТ определяются малой длительностью и относительно большой скважностью трансформированных импульсов. Малая длительность импульсов приводит к большой скорости протекания электромагнитных процессов в ИТ. Так например, если ИТ предназначен для работы с характерной длительностью импульса 1 мкс, то скорость протекания электромагнитных процессов в таком ИТ примерно на пять порядков выше, чем в силовом трансформаторе, работающем на промышленной частоте 50 Гц. Вследствие этого работа МС и обмоток ИТ характеризуется значительными вихревыми токами, поверхностным эффектом, эффектом близости, снижением эффективной магнитной проницаемости МС, дополнительными потерями энергии. Большая скважность импульсов приводит к асимметрии в протекании процессов намагничивания и размагничивания МС и, если не приняты специальные меры, к неполному использованию магнитных свойств МС.

Необходимостью трансформации весьма коротких импульсов с малыми искажениями фронта и вершины определяются и конструктивные

особенности ИТ: как правило, в обмотках ИТ число витков невелико – единицы, десятки. В некоторых специальных конструкциях повышающих ИТ первичная обмотка имеет всего лишь один виток, а во вторичной обмотке число витков равно коэффициенту трансформации, т. е. всегда целое. Трансформаторы такой конструкции имеют минимальное возможное число витков в обмотках.

Следствие отмеченных конструктивных особенностей ИТ – малые значения сопротивления, индуктивности рассеяния и емкости обмоток. Более или менее характерно положение, когда суммарные потери мощности в обмотках составляют доли процента мощности нагрузки, а коэффициент рассеяния ИТ

$$\sigma = (L_{s1} + L'_{s2})/L_0 = 0{,}001 - 0{,}01.$$

По причине относительной малости сопротивления, индуктивности рассеяния и емкости обмоток при рассмотреиии процессов в МС этими электромагнитными параметрами допустимо пренебречь и считать, что $\Psi_1 = w_1 \Phi_0$, следствием чего является приближенное равенство индуктивности намагничивания L_0 индуктивности первичной обмотки L_1.

2.2. ПРИРАЩЕНИЕ ИНДУКЦИИ

Пусть на первичную обмотку трансформатора со стальной МС (рис. 2.1) воздействуют импульсы напряжения прямоугольной формы длительностью $t_и$ со следующими параметрами: $u_1 = 0$ при $t < 0$; $u_1 = U_1$ при $0 < t < t_и$; $u_1 = 0$ при $t > t_и$.

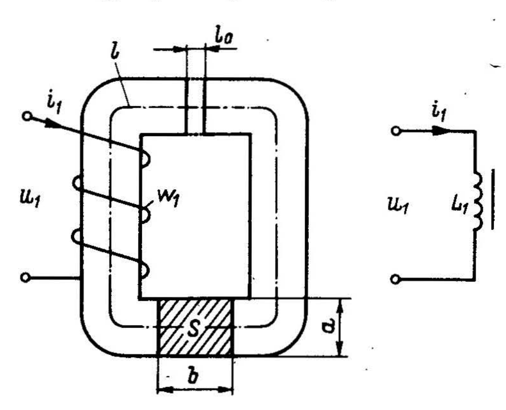


Рис. 2.4. Замещение трансформатора реактивной катушкой

Согласно изложенному ранее трансформатор можно заменить реактивной катушкой (рис. 2.4), где l_0 – длина воздушного зазора в МС, который в ИТ чаще отсутствует.

Пусть электромагнитные свойства стали МС характеризуются шлейфом предельного статического гистерезисного цикла $-H_c$, B_s, $+H_c$ (рис. 2.5). Согласно закону электромагнитной индукции приложенное

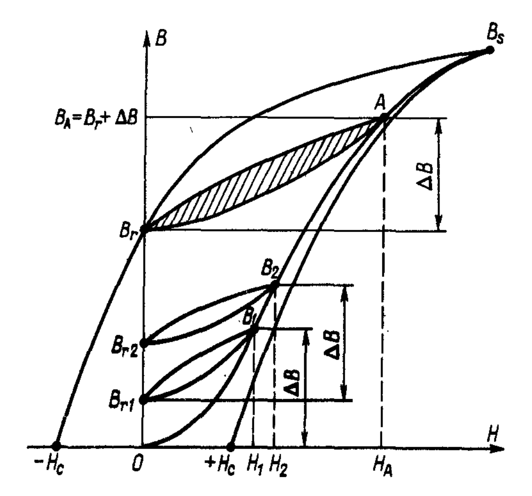


Рис. 2.5. Шлейф предельного статического гистерезисного цикла трансформаторной стали

к первичной обмотке трансформатора напряжение уравновешивается индуцируемой в обмотке электродвижущей силой, и поэтому

$$u_1 = U_1 = w_1 \frac{d\Phi_0}{dt} = w_1 S_а \frac{dB}{dt}, \tag{2.1}$$

где B – индукция в МС.

Определяя индукцию из формулы (2.1), имеем

$$B(t) = \frac{1}{w_1 S_а} \int_0^t U_1 dt + B(0), \tag{2.2}$$

где $B(0)$ – некоторое начальное значение индукции в МС, соответствующее моменту времени $t = 0$.

При практических расчетах обычно интересуются не абсолютным значением индукции в МС, а ее приращением во времени. Поэтому выражение (2.2) удобно переписать в виде

$$\Delta B(t) = B(t) - B(0) = \frac{1}{w_1 S_а} \int_0^t U_1 dt.$$

В рассматриваемом случае, когда в интервале времени $0 < t < t_и$ напряжение постоянно, приращение индукции в этом интервале

линейно нарастает во времени:

$$\Delta B(t) = \frac{U_1 t}{w_1 S_а}.$$

В момент окончания импульса приращение индукции достигает максимального значения, определяемого формулой

$$\Delta B(t_и) = \Delta B = \frac{U_1 t_и}{w_1 S_а}. \quad (2.3)$$

Для качественного рассмотрения процесса намагничивания МС предположим вначале, что МС набрана из очень тонких листов стали, т. е. влиянием вихревых токов можно пренебречь. Тогда процесс намагничивания можно рассматривать, пользуясь шлейфом статической характеристики намагничивания – петли гистерезиса (рис. 2.5), где H_c и B_r – коэрцитивная сила и остаточная индукция, а линия OAB_s – основная кривая намагничивания стали МС.

Пусть до подачи на первичную обмотку первого импульса напряжения МС находилась в полностью размагниченном состоянии, т. е. ее магнитное состояние характеризовалось точкой $H = 0$, $B = 0$. При воздействии первого импульса напряжения точка A, обозначающая магнитное состояние стали, перемещается по основной кривой намагничивания и в момент окончания импульса индукция достигает значения B_1, равного ΔB в соответствии с выражением (2.3). Это значение индукции полностью определяется напряжением и длительностью импульса при данных конструктивных параметрах МС трансформатора и числе витков в его первичной обмотке. По достижении индукцией значения B_1 напряженность магнитного поля достигает некоторого значения H_1, причем в процессе изменения она нелинейно зависит от индукции, а следовательно, нелинейно изменяется во времени.

Связь между напряженностью магнитного поля в МС и намагничивающим током $i_0 \approx i_1$ определяется законом полного тока:

$$\int_l H dl = w_1 i_1.$$

Применительно к трансформатору на рис. 2.1 ток намагничивания

$$i_1 \approx H_1 l / w_1. \quad (2.4)$$

С учетом $B = \mu H$ из выражения (2.4) следует, что намагничивающий ток изменяется в зависимости от изменения индукции во времени по тому же нелинейному закону, что и напряженность, достигая в момент времени $t_и$ некоторого конечного значения. После окончания импульса напряжения намагничивающий ток в первичной обмотке трансформатора и напряженность магнитиого поля в МС в интервале между импульсами постепенно упадут до нуля. Однако вслед-

ствие явления гистерезиса точка A не вернется в начало координат. Двигаясь по нисходящей ветви некоторого частного гистерезисного цикла, она достигает положения, определяемого остаточной индукцией B_{r1} и $H=0$.

При воздействии следующего импульса индукция в МС должна увеличиваться снова на ΔB и к моменту окончания второго импульса будет иметь новое значение $B_2 = B_{r1} + \Delta B$. Поэтому при воздействии второго импульса напряжения точка A перемещается по восходящей ветви частного гистерезисного цикла на участке $B_{r1}B_1$, а затем по основной кривой намагничивания – до точки B_2.

По окончании импульса с уменьшением намагничивающего тока точка A по нисходящей ветви нового частного гистерезисного цикла B_2B_{r2} займет положение $B = B_{r2}, H = 0$. При этом $B_{r2} > B_{r1}, B_2 > > B_1, H_2 > H_1$ и $i_2 > i_1$.

Подобный процесс будет продолжаться до тех пор, пока точка A не достигнет положения $B = B_r$, $H = 0$, соответствующего остаточной индукции предельного гистерезисного цикла. Если теперь индукция в стали МС под воздействием очередного импульса напряжения получит приращение ΔB, в результате чего достигнет значения $B_A = B_r + \Delta B$, то по окончании действия этого импульса точка A возвратится в исходное положение $B = B_r$, $H = 0$. При воздействии всех последующих импульсов напряжения точка A будет перемещаться по ветвям частного предельного несимметричного гистерезисного цикла, отмеченного на рис. 2.5 штриховкой. Именно этот цикл и характеризует электромагнитные процессы в МС, протекающие под воздействием однополярных импульсов напряжения.

Вследствие нелинейной зависимости B от H нелинейной будет также и зависимость $\Delta B = f(\Delta H)$. Поэтому и магнитная проницаемость стали МС также будет нелинейно зависеть от приращения индукции или приращения напряженности магнитного поля в МС. Для оценки магнитной проницаемости в каждой точке гистерезисного цикла вводят понятие дифференциальной магнитной проницаемости, выражаемой как

$$\mu = \frac{1}{\mu_0}\frac{dB}{dH},$$

а для оценки магнитной проницаемости на кривой частного гистерезисного цикла – понятие средней магнитной проницаемости в цикле, формула которой

$$\mu_\Delta = \frac{1}{\mu_0}\frac{\Delta B}{\Delta H}.$$

В рассмотренном случае, несмотря на то что в каждом цикле приращение индукции ΔB одинаково, напряженность магнитного поля и ее приращение были разными. Так, из рис. 2.5 видно, что

$$H_1 < H_2 < \ldots < H_A = \Delta H_A.$$

Поэтому с увеличением приращения ΔH средняя магнитная проницаемость в каждом цикле также не оставалась постоянной:

$$\mu_{1\Delta} > \mu_{2\Delta} > \ldots > \mu_{A\Delta} = \frac{\Delta B}{\mu_0 H} .$$

Из рис. 2.5 также следует, что чем выше значение остаточной индукции B_r данной стали, тем меньше возможное приращение индукции в МС и магнитная проницаемость в частном гистерезисном цикле. Таким образом, чем выше значение B_r, тем менее эффективно используется сталь МС трансформатора, так как в конечном счете для получения заданной индуктивности первичной обмотки (индуктивности намагничивания) в этой обмотке должно быть большее число витков. Это, в свою очередь, приводит к увеличению индуктивности рассеяния, паразитных емкостей, искажениям формы траисформированного импульса и к необходимости усложнеиия конструкции трансформатора.

Поэтому для работы в импульсном режиме, если не приняты специальные меры, наиболее предпочтительны магнитные материалы с малой остаточной индукцией, высокой индукцией насыщения и минимальной иапряженностью магнитного поля, при которой достигается индукция насыщеиия. Магнитный материал с такими свойствами позволяет реализовать в импульсном режиме работы одновременно и большое приращение индукции и высокую магнитную проницаемость. Однако характеристики реальных магнитных материалов таковы, что даже в лучших из них (с изложенной точки зрения) остаточная индукция примерно равна половине индукции насыщения. Поэтому важное значение имеют методы, с помощью которых можно уменьшить остаточную индукцию стали МС.

2.3. МЕТОДЫ УМЕНЬШЕНИЯ ОСТАТОЧНОЙ ИНДУКЦИИ

Если магнитный поток МС на каком-то протяжении проходит через воздух или изоляцию, т. е. через среду, магнитная проницаемость которой отлична от магнитной проницаемости стали, то условия работы МС существенно изменяются.

Рассмотрим тот же трансформатор (рис. 2.4) в предположении, что в его МС небольшой воздушный зазор l_0, причем $l_0 \ll l, l_0 \ll a$, $l_0 \ll b$. В этом случае, применяя закон полного тока, имеем

$$\oint_l H dl \approx H(l - l_0) + H_0 l_0 = H_{вн} l, \qquad (2.5)$$

где $H_{вн}$ – напряженность внешнего магнитного поля.

Из принципа непрерывности магнитного потока следует, что магнитный поток в МС Φ_0 равен магнитному потоку в воздушном зазоре

$\Phi_В$. Вследствие относительной малости воздушного зазора магнитное поле в нем можно считать однородным и принять $S = S_В$. Тогда $\Phi_0 = \Phi_В = w_1 SB = w_1 S_В B_В$ или $B = B_В$, т. е. магнитная индукция в стали МС и воздушном зазоре одинакова. С учетом этого обстоятельства из выражения (2.5) следует, что

$$H_{ВИ} = H\frac{l - l_0}{l} + H_0\frac{l_0}{l} \approx H + B\frac{l_0}{\mu_0 l},$$

так как $l_0 \ll l$.

Последнее равенство показывает: для создания в МС индукции B напряженность магнитного поля H следует увеличить на $Bl_0/(\mu_0 l)$, что позволяет по известной зависимости $B = f(H)$ для данного магнитного материала МС без зазора построить эквивалентный гистерезисный цикл для МС с воздушным зазором. Построение такого эквивалентного цикла поясняется рис. 2.6.

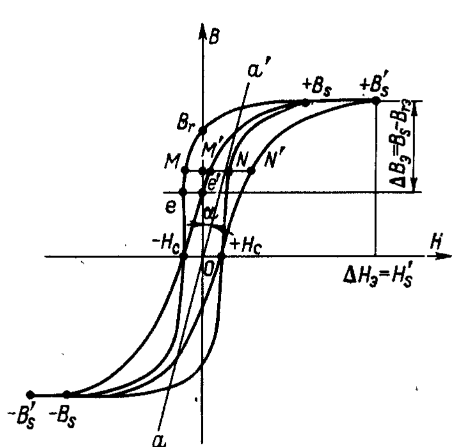


Рис. 2.6. Эквивалентный гистерезисный цикл для магнитной системы с воздушным зазором

Изменение составляющей напряженности внешнего магнитного поля $Bl_0/(\mu_0 l)$ в координатах B, H выражается прямой линией aa', проходящей через начало координат под углом $\alpha = \operatorname{arctg}[l_0/(\mu_0 l)]$. Поэтому эквивалентный гистерезисный цикл может быть построен простым переносом всех точек гистерезисного цикла $B = f(H)$ на расстояние $B\operatorname{tg}\alpha$ вправо – в область положительных значений H и B и влево – в область отрицательных значений. Так, при произвольно выбранном значении индукции B точки M и N гистерезисного цикла $B = f(H)$ данного магнитного материала МС смещаются в положение M' и N', т. е. на длину отрезка ee', соответствующую $B\operatorname{tg}\alpha$.

В конечном итоге гистерезисный цикл МС без воздушного зазора $-B_s$, $-H_c$, $+B_s$, $+H_c$ преобразуется в эквивалентный гистерезисный цикл

для МС с воздушным зазором $-B'_s$, $-H_c$, $+B'_s$, $+H_c$. При этом остаточная индукция эквивалентного гистерезисного цикла $B_{rэ}$, как это видно из рис. 2.6, оказывается значительно меньше индукции гистерезисного цикла МС без зазора при неизменной индукции насыщения.

Таким образом, в МС с воздушным зазором возможно большее приращение индукции $\Delta B = B'_s - B_{rэ}$. Наличие в МС воздушного зазора позволяет несколько увеличить и среднюю магнитную проницаемость:

$$\mu_{\Delta э} = \frac{\Delta B_э}{\mu_0 \Delta H_э} = \frac{B'_s - B_{rэ}}{\mu_0 H'_{sэ}}.$$

Однако при увеличении воздушного зазора уменьшение индукции $B_{rэ}$ постепенно замедляется, а значение $\Delta H = H'_s$ увеличивается. При некотором размере зазора значение $\mu_{\Delta э}$ достигает максимума, а затем начинает уменьшаться. Поэтому увеличение зазора целесообразно только до некоторого предела, при котором достигается максимальная средняя магнитная проницаемость.

Зазор обычно предусматривается в МС мощных ИТ, работающих при больших значениях ΔB. Уменьшение остаточной индукции таким способом имеет следующие недостатки:

размеры зазора критичны; МС с зазором больше оптимального может иметь среднюю магнитную проницаемость меньшую, чем МС без зазора;

оптимальные размеры зазоров – сотые доли миллиметра, что создает существенные технологические трудности при изготовлении МС;

воздушный зазор не позволяет полностью использовать магнитные свойства МС, так как остаточная индукция таким способом все равно не может быть уменьшена до нуля (активно используется только один шлейф гистерезисного цикла, да и то не полностью – из-за наличия остаточной индукции).

Значительно более эффективным методом уменьшения остаточной индукции является введение в МС ИТ размагничивающего поля, создаваемого специальным размагничивающим током. В тех схемах применения ИТ, где последовательно с первичной обмоткой включается накопительный конденсатор или формирующая линия, в паузах между импульсами через обмотку ИТ протекает зарядный ток накопителя, обратный по направлению току в импульсе. Такой ток способствует размагничиванию МС, снижает остаточную индукцию, и средняя магнитная проницаемость оказывается более высокой, чем при отсутствии размагничивающего тока.

Для рассмотрения процесса размагничивания МС зарядным током накопителя воспользуемся рис. 2.7, на котором изображен предельный гистерезисный цикл некоторого магнитного материала МС. При этом по-прежнему будем предполагать, что МС набрана из столь тонких листов трансформаторной стали, что эффектом вихревых токов можно пренебречь.

Пусть в процессе заряда накопительного элемента (см. рис. 1.4) зарядный ток изменяется по закону $i_з = I_з(t)$ и в некоторый момент времени достигает максимального значения $I_{з\,max}$. Так как зарядный ток противоположен по направлению намагничивающему, он создает в МС размагничивающее поле, которое будет изменяться во времени по тому же закону, что и ток заряда накопительного элемента. Напряженность размагничивающего поля при этом

$$H_р = I_з(t)w_1/l.$$

Если точка, обозначающая магнитное состояние стали МС, к моменту окончания импульса достигла положения A (рис. 2.7), то после окончания импульса она сперва займет положение $+B_r$, $H = 0$ и затем под действием размагничивающего магнитного поля начнет двигаться по нисходящей ветви предельного гистерезисного цикла $+B_r$, $-H_c$, $-B_s$.

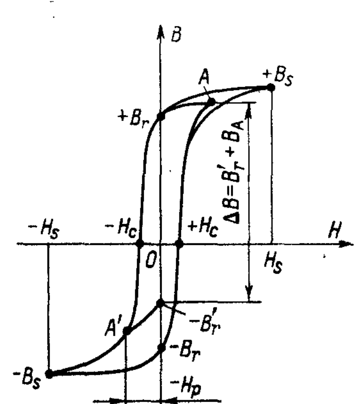


Рис. 2.7. Эквивалентный гистерезисный цикл размагничивания магнитной системы зарядным током накопителя

Когда ток заряда накопителя достигнет максимального значения, в МС будет действовать размагничивающее поле напряженностью

$$H_{р\,max} = -I_{з\,max}w_1/l \tag{2.6}$$

и точка A займет положение A', определяемое этим значением размагничивающего поля.

К моменту окончания заряда накопительного элемента зарядный ток упадет до нуля и вместе с ним исчезнет и размагничивающее магнитное поле. Однако точка, обозначающая магнитное состояние, не вернется теперь в положение $+B_r$, $H = 0$, а, двигаясь по восходящей ветви частного гистерезисного цикла, займет положение $-B_r'$, $H = 0$, так как в процессе действия размагничивающего поля произошло перемагничивание стали МС. Под действием следующего импульса напряжения произойдет намагничивание МС, при котором приращение индукции может составить

величину $\Delta B = B'_r + B_A$. Можно реализовать и еще большее приращение индукции.

Таким образом, в результате размагничивания МС зарядным током накопителя возможно значительно большее приращение индукции, чем без размагничивания или при наличии воздушного зазора. Однако для эффективного размагничивания ток заряда накопительного элемента должен быть достаточно большим, что не всегда возможно в реальных схемах. Поэтому значительно удобнее размагничивать МС ИТ посредством постоянного поля, создаваемого специальным источником размагничивающего тока. Ток пропускается либо через одну из обмоток ИТ, обычно первичную, либо через отдельную дополнительную, так называемую размагничивающую обмотку.

Одна из применяющихся на практике схем размагничивания МС приведена на рис. 2.8.

Назначение дросселя – не допустить короткого замыкания источника импульсного напряжения U_1 источником размагничивающего тока $I_р$. Для того чтобы дроссель не оказывал заметного влияния на вершину и фронт импульса, его индуктивность должна быть большой, а собственная емкость малой. Блокировочный конденсатор $C_б$ вводится для того, чтобы предотвратить падение импульсного напряжения на внутреннем сопротивлении источника размагничивающего тока. Увеличение индуктивности дросселя и нелинейные свойства сопротивления нагрузки уменьшают время размагничивания. Обычно индуктивность дросселя выбирается на порядок выше индуктивности первичной обмотки ИТ.

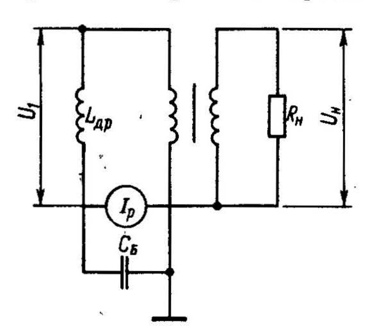


Рис. 2.8. Схема размагничивания магнитной системы от отдельного источника размагничивающего тока

В схеме на рис. 2.8 можно создать произвольно сильное размагничивающее поле. Если исходно под действием этого поля МС находилась в состоянии отрицательного насыщения, характеризуемого на рис. 2.7 точкой $(-B_s, -H_c)$, то возможно максимальное приращение индукции $\Delta B = 2B_s$, т. е. полное использование магнитных свойств МС. Однако при этом средняя магнитная проницаемость $\mu_\Delta = 2B_s/(2\mu_0 H_s)$ снижается, и поэтому обычно создают размагничивающее поле напряженностью лишь несколько большей, чем коэрцитивная сила H_c. Это позволяет получить высокое значение μ_Δ и ненамного снижает приращение индукции ΔB.

Такие элементы, как дроссель, источник размагничивающего тока и блоки-

ровочный конденсатор, усложняют схему и делают ее применение целесообразным преимущественно в мощных ИТ.

2.4. ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ

Один из важных вопросов, возникающих при проектировании ИТ, – сокращение потерь энергии и получение максимального КПД. Основным фактором, определяющим КПД ИТ, являются потери в МС при ее перемагничивании. Они складываются из потерь на гистерезис, вихревые токи, магнитную вязкость и потерь из-за несовершенства междулистовой изоляции. Точный аналитический учет практически невозможен как вследствие сложности расчета потерь на вихревые токи и магнитную вязкость, так и вследствие того, что потери энергии из-за несовершенства междулистовой изоляции вообще не поддаются аналитическому учету. Последнее связано со многими причинами, и прежде всего с такой, как различие в технологии изготовления МС на разных предприятиях. Поэтому потери энергии в МС ИТ наиболее целесообразно определять на основании экспериментальных данных, полученных для различных магнитных материалов, режимов их работы и с учетом технологии изготовления из них МС. Однако такие данные пока отсутствуют и приходится пользоваться приближенными методами расчета потерь. Ниже упрощенно рассматриваются расчеты наиболее существенных потерь в МС – на гистерезис и вихревые токи. С введением в расчетные формулы упрощений заведомо завышаются расчетные значения потерь, чем в некоторой степени компенсируется отказ от учета потерь, связанных с магнитной вязкостью и несовершенством междулистовой изоляции. Накопленный опыт проектирования мощных ИТ указывает на практическую допустимость такого подхода, поскольку он не сопровождается грубыми просчетами и обеспечивает получение достаточных расчетных запасов.

Удельные потери на гистерезис в МС выражаются формулой

$$w_\text{г} = \int H dB .$$

В МС мощных ИТ применяются высоколегированные электротехнические стали или пермаллои, форма петли статического гистерезиса у которых близка к прямоугольной. Эти магнитные материалы используются в МС при больших, до $2B_r$, приращениях индукции. По этой причине гистерезисные циклы близки к предельным, а значит, петля их – к прямоугольной. Поэтому

$$w_\text{г} \approx \Delta H \Delta B ,$$

причем точность формулы тем выше, чем ближе форма гистерезисной петли к прямоугольной.

Мощность потерь на гистерезис в МС выразится формулой

$$P_\text{г} \approx VF\Delta H \Delta B k_\text{а} . \quad (2.7)$$

По мощности потерь на гистерезис можно определить эквивалентное сопротивление потерь на гистерезис

$$R_г = U_1^2/P_г.$$

В реальных ИТ мощность потерь на гистерезис обычно относительно мала и, следовательно, сопротивление потерь на гистерезис велико.

Главное влияние на потери в ИТ оказывают вихревые токи в МС. Вследствие сложности механизма вихревых токов определение потерь наиболее точно производится экспериментальными методами.

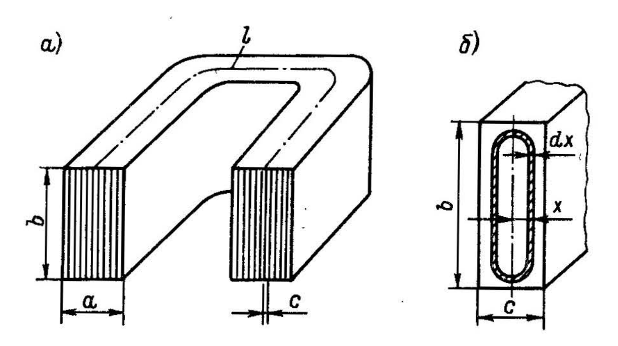


Рис. 2.9. Магнитная система, набранная из тонких листов

Основываясь на экспериментальных данных, отделяют случай, когда перемагничивание происходит по частным гистерезисным циклам (рис. 2.5) при начальном значении индукции $+B_r$, от случая, когда перемагничивание происходит практически по предельным гистерезисным циклам – от индукции $-B_r$ до индукции $+B_r$ или в бо́льших пределах. В первом случае перемагничивание происходит на участке петли с относительно малой магнитной проницаемостью и механизм размагничивающего действия вихревых токов удовлетворительно описывается на основе работ [2, 3]. Во втором случае перемагничивание происходит на участке петли с относительно большой или даже максимальной магнитной проницаемостью; механизм размагничивающего действия вихревых токов более точно описывается в работе [4] на основе представлений о перемагничивании магнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса, приемлемых и для рассмотрения процесса перемагничивания трансформаторных сталей (см., например, работу [5]). Обоснованием такому искусственному, раздельному, рассмотрению действия вихревых токов служит только более или менее удовлетворительное соответствие результатов расчета и эксперимента [4–6].

В целом расчет потерь, основанный на работах [2, 3] и принятый в литературе по ИТ, применим для расчета маломощных ИТ, работающих

при малых приращениях индукции, а основанный на работе [4] – для расчета мощных ИТ, у которых приращения индукции достигают больших значений.

Для расчета потерь при малых приращениях индукции рассмотрим поперечное сечение МС, набранной из тонких листов трансформаторной стали (рис. 2.9, *а*), и поперечное сечение одного листа (рис. 2.9, *б*). Лист стали имеет толщину c и удельное сопротивление ρ. Элементарный контур (на рис. 2.9, *б* заштрихован) характеризуется длиной $2b$, так как $c \ll b$, и площадью поперечного сечения $S_к = 2bdx$.

Электродвижущая сила, индуцированная в элементарном контуре переменным магнитным потоком,

$$e_к = 2bx \frac{dB_x}{dt},$$

а сопротивление элементарного контура –

$$dr_к = \rho \frac{2b}{ldx}.$$

Полная мгновенная мощность потерь на вихревые токи в одном листе МС

$$P_в = \int_0^{c/2} \frac{e_к^2}{dr_к} = \int_0^{c/2} \frac{2b^2 l\,(dB_x/dt)^2 x^2}{a\rho}\,dx.$$

Скорость изменения индукции в различных точках сечения листа неодинакова и меняется во времени. Однако по истечении некоторого промежутка времени после начала действия импульса напряжения на первичную обмотку трансформатора величина dB_x/dt становится приблизительно постоянной, и согласно выражению (2.3) ее усредненное значение

$$\frac{dB_x}{dt} \approx \frac{\Delta B}{t_и} = \frac{U_1}{w_1 S k_а}.$$

Такая скорость изменения индукции по истечении некоторого промежутка времени будет во всех точках сечения листа, но сама индукция в этих точках может быть различной. Принимая это во внимание и учитывая, что число листов в МС равно $S/(bc)$, получим следующие выражения для импульсной мощности потерь во всей МС:

$$P_в = \frac{lSk_а\Delta B^2 c^2}{12\rho t_и^2} = V\frac{k_а\Delta B^2 c^2}{12\rho t_и^2}. \qquad (2.8)$$

Средняя мощность потерь энергии в МС, определяющая тепловой режим ИТ,

$$P_{в.ср} = \frac{P_в}{q} = VF\frac{k_а\Delta B^2 c^2}{12\rho t_и}. \qquad (2.9)$$

Найденная таким образом мощность потерь определяет эквивалентное сопротивление потерь на вихревые токи

$$R_{\text{в}} = \frac{U_1^2}{P_{\text{в}}} = \frac{12\rho t_{\text{и}}^2 U_1^2}{Vk_{\text{а}}\Delta B^2 c^2}.$$

Сопротивление $R_{\text{в}}$ определяет установившееся значение эквивалентного вихревого тока

$$I_{\text{в}} = \frac{U_1}{R_{\text{в}}} = \frac{Vk_{\text{а}}\Delta B^2 c^2}{12\rho t_{\text{и}}^2 U_1}.$$

Однако такого значения вихревой ток достигает только по истечении некоторого промежутка времени после начала действия импульса. Процесс установления вихревого тока в листах МС, вообще говоря, следует рассматривать как процесс установления отдельных составляющих тока в бесконечно большом числе элементарных контуров. Каждый такой контур в действительности обладает не только активным сопротивлением, но и некоторой индуктивностью. Пренебрежение влиянием индуктивности контуров и приводит к тому, что потери на вихревые токи, рассчитанные по формулам (2.8) и (2.9), оказываются больше действительных потерь в МС. Таким образом, создается расчетный запас.

Суммируя потери мощности на гистерезис и вихревые токи, получим выражение для полных потерь в магнитной системе

$$P_{\text{м}} = P_{\text{г}} + P_{\text{в.ср}} = \Delta BFVk_{\text{а}}\left(\Delta H + \frac{\Delta B c^2}{12\rho t_{\text{и}}}\right). \qquad (2.10)$$

Последнее выражение формально сходно с формулой (2.7), определяющей потери на гистерезис. Действительно, приращение

$$\Delta H_{\text{к}} = \Delta H + \frac{\Delta B c^2}{12\rho t_{\text{и}}} \qquad (2.11)$$

формально может рассматриваться как некоторое эквивалентное значение напряженности магнитного поля, учитывающее влияние вихревых токов.

Поэтому эквивалентная средняя магнитная проницаемость в импульсном режиме, так называемая кажущаяся магнитная проницаемость, определится с учетом влияния вихревых токов как

$$\mu_{\Delta\text{к}} = \frac{\Delta B}{\mu_0 \Delta H_{\text{к}}} = \frac{\mu_\Delta}{1 + \mu_0\mu_\Delta c^2/(12\rho t_{\text{и}})}. \qquad (2.12)$$

Как следует из полученного выражения, для увеличения кажущейся магнитной проницаемости необходимо применять магнитные материалы с малой коэрцитивной силой, большим удельным электрическим сопротивлением, высокой индукцией насыщения и набирать МС из листов

малой толщины. Однако при больших приращениях индукции и малой длительности импульсов почти всегда $\Delta H \ll \Delta Bc^2/(12\rho t_и)$, так что коэрцитивная сила магнитного материала обычно не играет существенной роли. Остальные же электромагнитные параметры у всех магнитных материалов настолько близки, что имеющиеся различия можно не учитывать. Поэтому наибольшее значение для увеличения магнитной проницаемости и уменьшения потерь в МС имеет уменьшение толщины листа. Это является единственной причиной, оправдывающей применение в МС ИТ дорогостоящих пермаллоев, выпускаемых в лентах толщиной до 0,005 мм.

Автором работы [3] произведено более глубокое исследование влияния вихревых токов на процесс намагничивания стали МС, основанное на замещении листа МС электрической цепью из бесконечно большого числа ветвей с последовательно соединенными индуктивностями и сопротивлениями. Эквивалентное значение напряженности магнитного поля, учитывающее влияние вихревых токов, выражается следующим рядом:

$$\Delta H_к = \Delta H \left[1 + \frac{\pi^2\theta}{3t_и} - \frac{2\theta}{t_и}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k^2}\exp\left(-k^2\frac{\theta}{t_и}\right)\right], \qquad (2.13)$$

где величина θ, измеряемая в единицах времени, носит название постоянной времени вихревого тока в листе МС и связана с толщиной листа и его электромагнитными параметрами формулой

$$\theta = \frac{\mu_0\mu_\Delta c^2}{4\pi^2\rho}. \qquad (2.14)$$

С учетом точного значения напряженности магнитного поля в листе, кажущаяся магнитная проницаемость определится формулой

$$\mu_{\Delta к} = \frac{\mu_\Delta}{1 + \frac{\pi^2\theta}{3t_и} - \frac{2\theta}{t_и}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k^2}\exp\left(-k^2\frac{\theta}{t_и}\right)}. \qquad (2.15)$$

Из сравнения формул (2.11) – (2.13) и (2.15) видно, что приближенные формулы (2.11) и (2.12) дают завышенное значение напряженности магнитного поля и заниженное значение магнитной проницаемости. Погрешность, даваемая формулами, уменьшается с увеличением отношения $\theta/t_и$, т. е. с увеличением влияния вихревых токов. При отношении $\theta/t_и$, равном 1; 2 и 3, эта погрешность равна соответственно 17,5; 6,9 и 2,8%. Учитывая малость и знак погрешности, обеспечивающий получение расчетного запаса, можно считать допустимым и целесообразным при $\theta/t_и > 1$ использование приближенных формул. Обращает на себя внимание то обстоятельство, что при $\theta/t_и > 1$ с несущественной для практических расчетов погрешностью формула (2.12) может быть дополнительно упрощена и записана в виде

$$\mu_{\Delta к} = \frac{3\mu_\Delta t_и}{\pi^2\theta} = \frac{12\rho t_и}{\mu_0 c^2}, \qquad (2.16)$$

причем с увеличением постоянной времени вихревого тока погрешность в расчете кажущейся магнитной проницаемости по формуле (2.16) также уменьшается.

Из формулы (2.16) особенно отчетливо видно, что кажущуюся магнитную проницаемость можно увеличить фактически единственным способом, состоящим в уменьшении толщины листа.

Расчет потерь при больших приращениях индукции основан на допущении о том, что петля гистерезиса близка к прямоугольной, магнитная проницаемость на восходящей ветви, в интервале значений индукции от $-B_r$ до $+B_r$, постоянна и электромагнитное поле в МС распределено равномерно [4]. Эти допущения справедливы для МС мощных ИТ при отношении длины самой длинной к длине самой короткой магнитной линии, меньшем 1,5, когда электромагнитное поле в листе МС (рис. 2.9, *б*) можно считать одномерным. Если длительность импульса достаточно мала, то в листе имеет место сильный поверхностный эффект и при перемагничивании с течением времени происходит перемещение плоской электромагнитной волны от поверхности к середине сечения. Распределение магнитного поля по сечению находится интегрированием одномерных уравнений Максвелла.

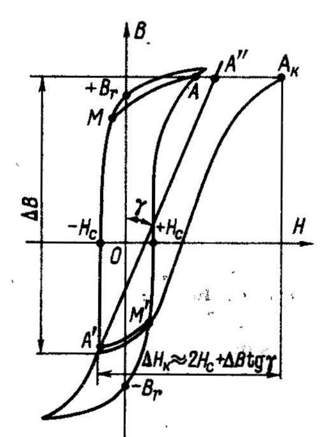


Рис. 2.10. Динамическая характеристика намагничивания стали магнитной системы

Результатом исследования, основанного на таких предпосылках и допущениях, является зависимость напряженности магнитного поля в листе от времени, параметров магнитного материала, длительности импульса и приращения индукции на восходящей ветви петли гистерезиса, близкой к предельной:

$$H_к = H_c + \frac{\Delta B c^2 t}{4 \rho t_и^2}. \qquad (2.17)$$

Отличие этого результата от полученного для малых приращений индукции состоит в том, что при $t = t_и$ составляющая напряженности магнитного поля, определяемая размагничивающим действием вихревых токов, оказывается в три раза большей, причем этот результат хорошо согласуется с данными экспериментальных исследований, приведенными в работах [4–6].

На основании формулы (2.17) можно построить динамическую характеристику намагничивания материала МС, учитывающую как явление гистерезиса, так и размагничивающее действие вихревых токов. Такая характеристика приведена на рис. 2.10, где принято, что перемагничивание происходит от точки A' до точки A. Из рисунка следует, что потери мощности на гистерезис и вихревые токи, пропорциональные площади динамической характеристики, могут быть выражены приближенной формулой

$$P_м = Vk_аF\Delta B\left(2H_c + \frac{\Delta B c^2}{8\rho t_и}\right). \qquad (2.18)$$

Согласно динамической же характеристике, кажущаяся магнитная проницаемость, пропорциональная углу наклона восходящей ветви характеристики, определяется выражением

$$\mu_{\Delta к} \approx \frac{4\rho t_и}{\mu_0 c^2}. \qquad (2.19)$$

Из полученных формул следует, что потери мощности в МС на вихревые токи при больших приращениях индукции в полтора раза больше, а кажущаяся магнитная проницаемость в три раза меньше, чем при малых приращениях. Представляется уместным отметить, что эти выводы, являющиеся результатом проведенных ранее исследований [4–6], в литературе по расчету ИТ пока не использовались, расчеты производились по формулам (2.11) и (2.12), полученным на основе работы [3]. Поэтому, несмотря на большую достоверность, эти результаты нуждаются в дополнительном опытном подтверждении.

Вихревые токи оказывают существенное влияние на минимальный допустимый период (максимальную допустимую частоту) повторения трансформированных импульсов. Минимальный период ограничен временем восстановления МС своих свойств к моменту подачи очередного импульса. Это время определяется постоянными времени вихревого тока в листах МС и магнитной вязкости материала МС [3]. Время установления или спадания вихревого тока в листе МС можно считать равным примерно 3θ, и, следовательно, минимальный период повторения импульсов не должен быть меньше этой величины. Отметим, что, как следует из сравнения формул (2.11) и (2.17), постоянная времени вихревого тока при больших приращениях индукции в три раза больше, чем при малых.

Постоянная времени магнитиой вязкости у магнитных материалов, применяемых в МС ИТ, составляет несколько десятков наносекунд, что обычно на

один-два порядка меньше постоянной времени вихревого тока. Поэтому магнитная вязкость не оказывает существенного влияния на процессы в МС ИТ микросекундного диапазона длительности импульсов и по этой причине в практических расчетах может не приниматься во внимание. В то же время явление магнитной вязкости наряду с вихревыми токами является главным фактором, ограничивающим применение магнитных материалов в ИТ наносекундного диапазона длительности импульсов.

В заключение отметим необходимость совершенствования методики расчета потерь в МС ИТ как при малых, так и при больших приращениях индукции. Вследствие сложности разработки точной методики расчета, а также влияния многочисленных трудноучитываемых факторов целесообразно комплексное экспериментальное исследование потерь в магнитных материалах при импульсном режиме и разработка на основе такого исследования соответствующего нормативного документа.

2.5. МАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ

На основании рассмотрения особенностей импульсного режима можно считать, что пригодность магнитного материала для изготовления из него МС ИТ можно оценивать по значениям индукции насыщения, коэрцитивной силы, удельного электрического сопротивления,

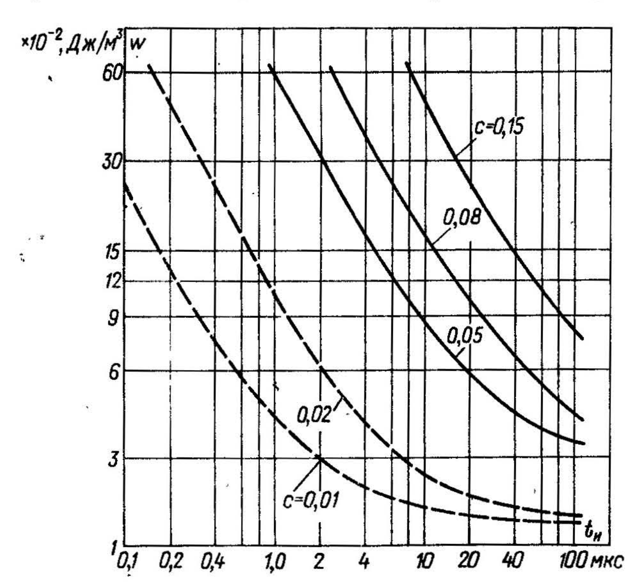


Рис. 2.11. Удельная энергия потерь в магнитных материалах 3425 (——) и 34НКМП (– – –) для приращения индукции 3 Тл

а также по возможности проката в виде тонких листов или лент. Из магнитных материалов, выпускаемых отечественной промышлен-

Таблица 2.1. **Характеристика электротехнических сталей и пермаллоев (ГОСТ 21427.1–83 и ГОСТ 10160–75)**

Марка	c, мм	B_S, Тл	ρ, мкОм·м	H_C, А/м
3408	0,35 0,30 0,27	1,74	0,5	24 ... 26
3425	0,15 0,08 0,05	1,5	0,5	32
34НКМП	0,02 0,01 0,005	1,5	0,52	20 52 52
50НПУ	0,02 0,01	1,5	0,45	36 36
50НХС	0,02 0,01 0,005	1,0	0,90	20 40 56
80НХС	0,02 0,01 0,005	0,63	0,68	4 5,6 8

ностью, в наибольшей мере пригодны электротехнические стали марок 3405–3408, 3421–3425 ГОСТ 21427.1–83 и пермаллои марок 50Н, 34НКМП, 79НМ, 65НП, 38НС, 42НС, 50НПУ, 50НХС, 80НХС ГОСТ 10160–75. Характеристики некоторых из перечисленных магнитных материалов, чаще всего применяемых в ИТ, приведены в табл. 2.1.

На основании данных таблицы по формуле (2.18) вычислена удельная энергия потерь при перемагничивании наиболее часто применяемых в ИТ магнитных материалов в функции длительности импульса и толщины ленты для близкого к максимальному возможному приращения индукции 3 Тл. Результаты вычислений представлены на рис. 2.11. Графики показывают, что с уменьшением длительности импульса потери быстро растут и снизить их можно, только уменьшая толщину ленты из магнитного материала.

При большой частоте повторения и малой длительности импульсов мощность потерь может оказаться очень большой, что приведет к трудностям с охлаждением МС. В таких случаях целесообразно применение в МС пермаллоев марок 38НС, 42НС, 50НХС, 80НХС с относительно

высоким удельным электрическим сопротивлением. То, что у этих пермаллоев малая индукция насыщения, не имеет особого значения, так как в рассматриваемом случае из-за больших потерь приращение индукции приходится все равно уменьшать.

При малой длительности трансформированных импульсов большой интерес представляет МС из ферритов. Вследствие чрезвычайно высокого удельного электрического сопротивления ферритов потери на вихревые токи в них практически отсутствуют.

Например, удельное сопротивление никель-цинкового феррита 60НН – 10^8 Ом · м, что примерно на 14 порядков выше, чем у электротехнических сталей и пермаллоев. Этот феррит имеет индукцию насыщения 0,35 Тл при напряженности магнитного поля 800 А/м и относительную магнитную проницаемость 350 при таком же приращении индукции.

Несмотря на небольшую индукцию насыщения, применение никель-цинковых ферритов весьма перспективно в ИТ наносекундного диапазона длительностей импульсов. Главные недостатки ферритов кроме отмеченной низкой индукции насыщения – технологические трудности изготовления из них МС большого размера, хрупкость и зависимость параметров от температуры. Тем не менее в наносекундном диапазоне на ферритовых МС можно изготовлять ИТ мощностью до 1 ГВт.

Из трансформаторных сталей в ИТ наибольшее распространение получила сталь 3425. Эта сталь имеет большую индукцию насыщения, в отожженном состоянии характеризуется малой коэрцитивной силой, высокой степенью прямоугольности петли гистерезисного цикла и выпускается в относительно тонких лентах. Эти качества в сочетании с невысокой стоимостью обусловили ее широкое применение в ИТ.

Данные табл. 2.1 показывают, что характеристики пермаллоев очень близки к соответствующим характеристикам стали 3425. Главное различие между ними состоит в том, что пермаллои выпускаются в более тонких лентах. Этим достигается значительное, до 100-кратного, уменьшение потерь на вихревые токи по сравнению с потерями в стали 3425 – даже при толщине ленты 0,05 мм. Исключительно этой причиной обусловлено и оправдано применение пермаллоев в МС ИТ.

На рис. 2.12 и 2.13 приведены основные кривые намагничивания и зависимости средней относительной магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля для трансформаторных сталей 3421 (Э340), 3424 (Э360А) и 3425 (Э360АА). Как видно из рисунков, сталь 3425 имеет максимальные индукцию насыщения и магнитную проницаемость, что обусловило ее преимущественное применение в ИТ. Однако вследствие обычно значительного эффекта вихревых токов, особенно при малой длительности импульсов, кажущаяся магнитная проницаемость оказывается примерно на порядок меньше средней. Поэтому реальное преимущество стали 3425 по сравнению с другими электротехническими сталями состоит только в большей индукции

насыщения. В связи с этим, если по каким-либо причинам, например вследствие напряженного теплового режима МС, приращение индукции приходится ограничивать, то вполне целесообразно применение и других сталей.

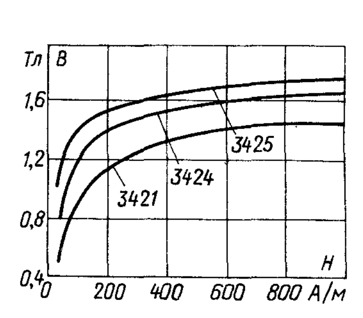


Рис. 2.12. Основные кривые намагничивания трансформаторной стали различных марок

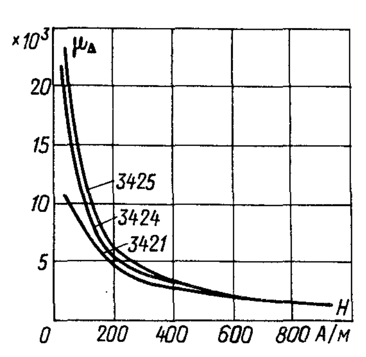


Рис. 2.13. Средняя относительная магнитная проницаемость трансформаторной стали различных марок

Кроме приведенных в табл. 2.1 промышленностью выпускаются и другие электротехнические стали и пермаллои. Все эти магнитные материалы пригодны для использования в ИТ. Определяющими возможность их применения факторами являются допустимое приращение индукции, удельное электрическое сопротивление и толщина листов. Если эти характеристики магнитного материала соответствуют установленным выше критериям, то в электромагнитном отношении совершенно безразлично, какой из этих материалов будет применен в МС ИТ. Существенными являются только конструктивные и технологические факторы, определяющие ту или иную степень производственной сложности изготовления МС из тонких листов.

2.6. ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

В справочной и нормативной литературе приводятся усредненные значения параметров магнитных материалов, полученные измерениями на постоянном или синусоидальном переменном токе. Действительные параметры могут существенно отличаться от справочных вследствие особенностей импульсных режимов работы и технологии изготовления МС на разных предприятиях. Поэтому в ряде случаев возникает необходимость в определении параметров магнитных материалов именно в импульсных режимах, а также параметров конкретных образцов в статическом режиме. Соответствующие методы измерений описаны в ряде

источников, например в работах [2, 4, 6, 7]. Для полноты изложения ниже приводится доступная практически любому предприятию методика измерений с применением только универсальной измерительной аппаратуры.

Экспериментальное определение индукции насыщения, остаточной индукции и коэрцитивной силы может производиться в статическом режиме. Так как прокат из магнитных материалов для ИТ имеет обычно небольшую, в пределах 0,01 ... 0,15 мм, толщину, то на промышленной частоте $f = 50$ Гц потери в них на вихревые токи пренебрежимо малы. Это позволяет измерять перечисленные параметры посредством осциллографирования петли гистерезиса на промышленной частоте. Собирается схема (рис. 2.14), в которую входит регулятор напряжения P, позволяющий плавно изменить напряжение; эталонный

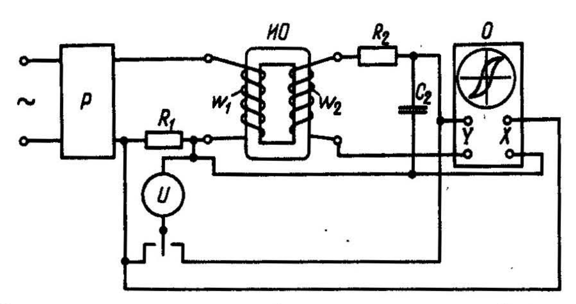


Рис. 2.14. Установка для осциллографирования статической петли гистерезиса

резистор R_1 сопротивлением 0,1 ... 1,0 Ом; интегрирующая цепь из резистора R_2 и конденсатора C_2; амплитудный милливольтметр U и электронный осциллограф O. На испытуемый образец магнитного материала $ИО$, желательно тороидальной формы, наматываются две обмотки с числом витков w_1 и w_2. Максимальные значения индукции и напряженности магнитного поля рассчитываются по формулам

$$B_m = \frac{R_2 C_2 U_{2m}}{w_2 S k_а}; \quad H_m = \frac{U_{1m} w_1}{R_1 l},$$

где U_{2m} – максимальное напряжение на конденсаторе C_2; U_{1m} – максимальное напряжение на резисторе R_1; прочие обозначения соответствуют принятым.

Достаточная точность измерений величин B_m и H_m обеспечивается при выполнении условий $R_2 > 50\pi f L_2$, $R_2 > 1/(50\pi f C_2)$, где L_2 – индуктивность вторичной обмотки испытуемого образца. На экране осциллографа наблюдается петля гистерезиса, из которой при рассчитанных B_m и H_m могут быть определены пропорциональным пересчетом остаточная индукция и коэрцитивная сила, а также средняя и дифференциальная магнитная проницаемость в любой точке цикла.

Для измерения кажущейся магнитной проницаемости в импульсном режиме рекомендуется специально разработанный для этой цели метод. Так как кажущаяся магнитная проницаемость зависит от скорости изменения индукции, при

измерениях должно учитываться это условие. Измерения производятся по схеме на рис. 2.15, где *ГИ* – генератор прямоугольных импульсов напряжения. При подаче импульса на обмотку испытуемого образца напряжение на обмотке будет изменяться по экспоненциальному закону, как показано на рис. 2.16. Индуктивность испытуемого образца

$$L_1 = \frac{\mu_0 \mu w_1^2 S_a}{l} = - \frac{R t_и}{\ln (U_1/U_0)},$$

где отношение U_1/U_0 находится посредством измерения на осциллографе.

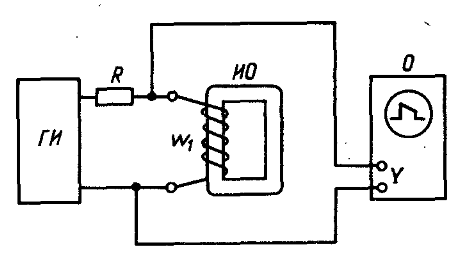


Рис. 2.15. Установка для измерения кажущейся магнитной проницаемости

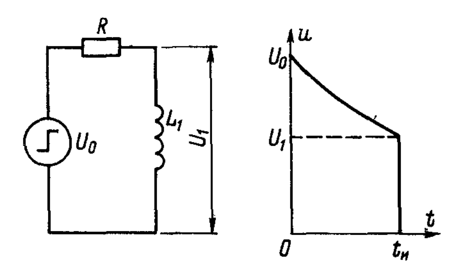


Рис. 2.16. Изменение напряжения на обмотке испытуемого образца

Если известны конструктивные параметры образца и сопротивление R, то магнитная проницаемость в импульсном режиме рассчитывается по формуле

$$\mu = - \frac{R t_и l}{\mu_0 w_1^2 S_a \ln (U_1/U_0)}.$$

Однако магнитная проницаемость должна быть измерена при определенном приращении индукции за время действия импульса, т. е. при заданной скорости изменения индукции. Для этого необходимое число витков на образце должно равняться рассчитанному по формуле

$$w_1 = \frac{U_0}{\Delta B S_a} \int_0^{t_и} \exp \left(- \frac{tR}{L_1} \right) dt = \frac{t_и (U_1 - U_0)}{S_a \Delta B \ln (U_1/U_0)}.$$

С учетом числа витков

$$\mu = -\frac{RlS_a \ln(U_1/U_0)}{\mu_0 t_и}\left(\frac{\Delta B}{U_1 - U_0}\right)^2 .$$

В процессе измерений удобно иметь отношение $U_1/U_0 = 0{,}5$ и устанавливать его регулировкой сопротивления. Поэтому резистор R должен быть переменным, а сопротивление его – измеряться после установки $U_1/U_0 = 0{,}5$. При этом

$$w_1 = \frac{0{,}725 U_0 t_и}{S_a \Delta B} \quad ; \quad \mu = 2{,}2 \cdot 10^6 \frac{RlS_a \Delta B^2}{t_и U_0^2} .$$

Описанный метод измерения магнитной проницаемости основан фактически на измерении индуктивности намагничивания испытуемого образца. Поэтому по найденному значению магнитной проницаемости образца индуктивность намагничивания ИТ рассчитывается с достаточной точностью.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ПО ЗАДАННЫМ ИСКАЖЕНИЯМ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА

3.1. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

В электромагнитном отношении ИТ представляет собой сложную систему с распределенными между элементами его конструкции магнитными и электрическими связями. Общее представление о характере этих распределенных связей можно получить на примере простейшего двухобмоточного ИТ (рис. 3.1). Магнитные связи между обмотками в целом, а также между их частями, которые разделены емкостными связями, учитываются коэффициентом взаимной индукции M. Электрические связи учитываются емкостями между МС и первичной обмоткой, между витками первичной обмотки, между первичной и вторичной обмотками, между витками вторичной обмотки и между вторичной обмоткой и МС. Распределенный характер носит также сопротивление обмоток, сопротивление потерь на вихревые токи, на гистерезис и в изоляции обмоток [7].

Исследование ИТ как электромагнитной системы с распределенными параметрами представляет собой одну из очередных задач непрерывно развивающейся общей теории ИТ. Начато оно только в последние годы и далеко от завершения. Получены лишь частные результаты численными [8] и весьма приближенными аналитическими [9, 10] методами для некоторых конструкций обмоток без ферромагнитного сердечника (воздушные ИТ). Обобщение результатов практически отсут-

ствует. Однако даже для этих частных случаев не найдено главного – методов управления влиянием распределенных магнитных и емкостных связей на протекающие в ИТ процессы. Поэтому результаты соответствующих исследований не удается пока использовать для решения задач практического конструирования ИТ.

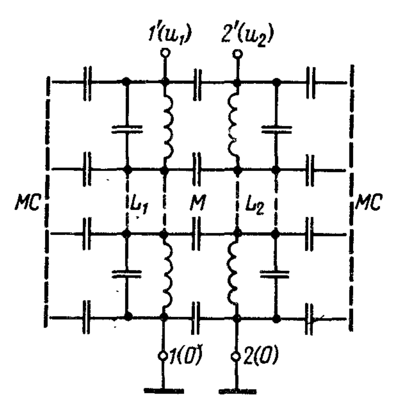


Рис. 3.1. Распределенные магнитные и электрические связи в ИТ

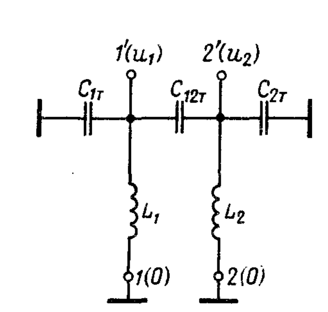


Рис. 3.2. Схема замещения распределенных связей сосредоточенными

С другой стороны, весьма специфическое влияние распределенных связей на процессы в ИТ с МС не определяет главных характеристик процессов, что подтверждается многолетним опытом проектирования, испытаний и эксплуатации ИТ самых разных параметров и назначения. Вследствие этого, а также по причине недостаточной изученности ИТ как системы с распределенными параметрами распределенные магнитные и электрические связи в практических расчетах заменяют энергетически эквивалентными или сосредоточенными [2–5, 7, 11]. При этом второстепенными связями, например между отдельными витками обмоток, пренебрегают. В результате таких упрощенных представлений схема на рис. 3.1 замещается схемой, представленной на рис. 3.2, где $C_{1\text{т}}$, $C_{12\text{т}}$ и $C_{2\text{т}}$ – энергетически эквивалентные распределенным, так называемые динамические, емкость первичной обмотки трансформатора относительно МС, емкость между обмотками, а также емкость вторичной обмотки относительно МС и других элементов конструкции ИТ; L_1 и L_2 – индуктивность первичной и вторичной обмотки. Отметим, что замена распределенных емкостных связей сосредоточенными является вынужденным приближением и оправданна лишь в той мере, в которой опытные данные подтверждают ее допустимость.

После упрощений методами теоретической электротехники схема замещения ИТ приводится к виду, изображенному на рис. 3.3, где r_1 и r'_2 – сопротивление первичной и вторичной обмотки; L_{s1} и L_{s2} –

индуктивность рассеяния первичной и вторичной обмотки; L_1 – индуктивность намагничивания; R_M – эквивалентное сопротивление потерь в МС; штрихом на схеме и далее отмечены параметры, приведенные к числу витков первичной обмотки.

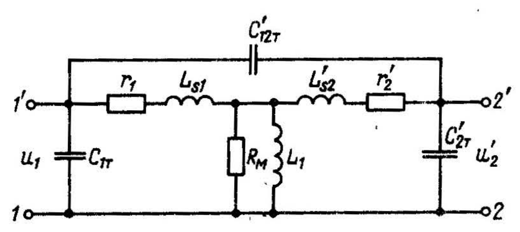


Рис. 3.3. Схема замещения ИТ с сосредоточенными электромагнитными параметрами

3.2. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРНОЙ ЦЕПИ

Условия передачи импульсной энергии от генератора к нагрузке определяются как параметрами собственно ИТ, так и параметрами генератора, соединительных цепей и нагрузки. Поэтому анализ процесса передачи энергии необходимо производить, основываясь на схеме замещения всей трансформаторной цепи.

Из рассмотрения рис. 1.4 и 3.3 следует, что схема замещения трансформаторной цепи должна содержать десять независимых элементов, способных накапливать энергию. Переходный процесс, протекающий в такой схеме после возникновения прямоугольного импульса напряжения генератора и определяющий искажения формы трансформированного импульса, будет описываться решением дифференциального уравнения десятого порядка. Нахождение этого решения, если известны параметры схемы и начальные условия, при использовании вычислительной техники не составляет особых трудностей. Однако по ряду причин, которые рассматриваются ниже, такое решение бесполезно для целей конструирования ИТ.

Поставленная в таком виде задача является задачей анализа схемы замещения. Задаче же анализа может соответствовать неопределенно большое число некоторых конкретных конструкций ИТ. Однако конструирование ИТ состоит в решении намного более сложной обратной задачи – задачи синтеза конструкции ИТ, отвечающей предъявленным требованиям. Первый этап решения этой задачи состоит в определении таких значений параметров схемы замещения, при которых обеспечиваются заданные ограничения искажений формы трансформированного импульса. Трудности здесь связаны с тем, что в общем виде нельзя установить зависимость между коэффициентами дифференциального

уравнения, порядок которого выше четвертого, и корнями его характеристического уравнения. Отсутствие такой зависимости не позволяет аналитически определить параметры схемы замещения, порядок которой выше четвертого. Более того, даже для схем замещения третьего порядка соответствующие зависимости настолько сложны, что вынуждают упрощать задачу и рассматривать схемы замещения первого или второго порядка.

На электромагнитные и конструктивные параметры ИТ значительное влияние оказывают многочисленные факторы, которые при проведении технических расчетов не могут быть учтены, Это связано с недостаточной изученностью электромагнитных процессов в МС, явлений поверхностного эффекта и эффекта близости в проводах обмоток; с необходимостью введения в расчетные формулы усредненных справочных значений параметров магнитных и изоляционных материалов; с обычно неполной информацией о вольт-амперных характеристиках нагрузки и других ее свойствах; с приближенностью самой схемы замещения и т. д. Таким образом, "...строгое решение задачи расчета ИТ является и невозможным и непригодным для технических целей, ввиду чего неизбежным является как известная идеализация протекания процессов, так и упрощение задачи путем раздельного рассмотрения влияния отдельных факторов и пренебрежения второстепенными факторами" [3]. По изложенным причинам представление ИТ чрезмерно сложной схемой замещения создает только видимость повышения точности решения задачи и поэтому объективно вредно.

Однако наиболее важно следующее. Конструкция любого технически приемлемого ИТ допускает варьирование очень небольшого числа конструктивных параметров: длины обмоток и МС, площади и формы сечения МС, числа витков в обмотках и размера изоляционных промежутков. Параметры находятся в жесткой конструктивной взаимосвязи, и поэтому действительное число независимых параметров меньше. Реально удается варьировать только длину обмоток, сечение МС, число витков в обмотках. Варьирование других конструктивных параметров, например размера изоляционных промежутков, всегда приводит к снижению технико-экономических показателей ИТ и поэтому либо нежелательно, либо недопустимо. Бесполезно основывать расчет ИТ на схеме замещения с числом электромагнитных параметров, большим трех, так как не удается обеспечить управление параметрами конструкции ИТ. Из-за ограниченного числа параметров не удается также использовать при конструктивных расчетах и результаты анализа ИТ как системы с распределенными параметрами; по крайней мере перспективы использования этих результатов видятся пока только в проведении поверочных расчетов и установлении соответствия или несоответствия данной конструкции предъявляемым к ней требованиям. Таким образом, технически приемлемой оказывается схема замещения с тремя электромагнитными параметрами. При трех параметрах схема может быть построена в классическом Т- или П-образном виде. Применительно к ИТ, с учетом его специфики, это позволяет моделировать протекающие в нем процессы одним дифференциальным уравнением второго порядка и одним – первого. Методика такого моделирования детально разработана, апробирована решением и других многочисленных технических задач и, что особенно важно при конструировании, позволяет установить общие закономерности и пути совершенствования конструкции ИТ.

Прежде чем перейти к упрощению схемы замещения, важно, преследуя методические цели и для оценки КПД ИТ, ввести в рассмотрение идеализированную, не искажающую форму импульса трансформаторную цепь. В такой цепи индуктивности и емкости генератора, монтажа и нагрузки, индуктивности рассеяния и емкости обмоток ИТ должны равняться нулю, а индуктивность первичной обмотки ИТ – быть бесконечно большой. Из рис. 1.4 и 3.3 следует, что схема такой идеализированной цепи должна иметь вид, приведенный на рис. 3.4.

В практических конструкциях ИТ $r_1 \approx r'_2$ и $r'_2 \ll R_М$. Поэтому без существенных погрешностей схему на рис. 3.4 можно преобразовать в схему на рис. 3.5, где одним сопротивлением

$$r = r_1 + r'_2 + R'^2_2/R_М \tag{3.1}$$

учитываются потери как в обмотках, так и в МС ИТ.

Из схемы на рис. 3.5 видно, что КПД ИТ

$$\eta = \frac{R'_2}{r + R'_2}, \tag{3.2}$$

а коэффициент трансформации, КПД и напряжения на обмотках ИТ связаны соотношением

$$n = \frac{U_2}{\eta U_1}. \tag{3.3}$$

Сопротивления $R_Г$ и r удобно объединить и схему замещения на рис. 3.5 представить в виде, приведенном на рис. 3.6, где $R_1 = R_Г + r$. Из этой схемы видно, что на сопротивлении нагрузки реализуется только часть ЭДС генератора, определяемая формулой

$$U_2 = \alpha e,$$

где коэффициентом передачи напряжения от генератора к нагрузке

$$\alpha = \frac{R'_2}{R_1 + R'_2} \tag{3.4}$$

учитывается также и КПД ИТ.

После объединения сопротивлений рациональное упрощение схемы замещения трансформаторной цепи состоит в объединении всех индуктивностей рассеяния и монтажа и всех емкостей трансформаторной цепи в одну индуктивность и в одну емкость. Это упрощение позволяет представить схему замещения трансформаторной цепи для понижающего и повышающего ИТ в виде, приведенном на рис. 3.7 и 3.8, где

$L = L_s + L_М = k_L L_s$; $C = C_Т + C_М = k_C C_Т$;

$k_L = 1 + L_М/L_s$; $k_C = 1 + C_М/C_Т$;

$L_s = L_{s1} + L'_{s2}$ и $C_Т = C_{1Т} + C'_{12Т} + C'_{2Т}$ – полная индуктивность рас-

сеяния и полная емкость ИТ, а $L_М = L_{1М} + L'_{2М}$ и $C_М = C_К + C_{1М} + C'_{2М} + C'_И$ – полная индуктивность и полная емкость внешних по отношению к ИТ частей трансформаторной цепи, условно называемые далее индуктивностью и емкостью монтажа.

Основной интерес представляют повышающие ИТ. Поэтому все дальнейшее изложение основано на схеме замещения повышающего ИТ (рис. 3.8), тем более что различие схем замещения на рис. 3.7 и 3.8 с уче-

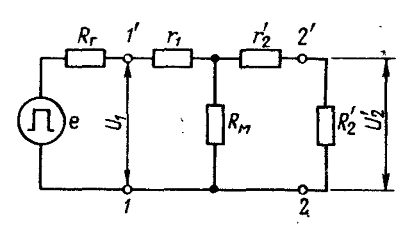


Рис. 3.4. Схема замещения трансформаторной цепи без реактивных параметров

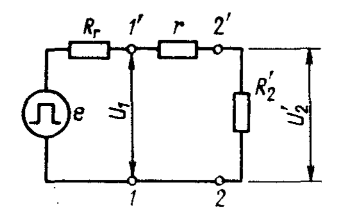


Рис. 3.5. Упрощенная идеализированная схема замещения трансформаторной цепи

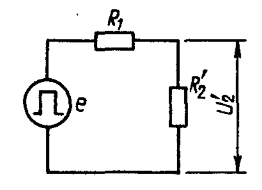


Рис. 3.6. Приведенная идеализированная схема замещения трансформаторной цепи

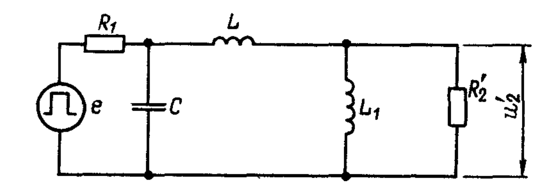


Рис. 3.7. Схема замещения понижающего ИТ

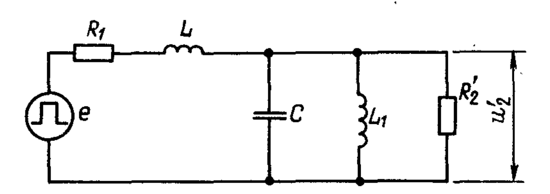


Рис. 3.8. Схема замещения повышающего ИТ

том ранее введенных упрощений малосущественно. При этом предполагается, что генератор вырабатывает импульсы напряжения идеально прямоугольной формы длительностью $t_И$ и амплитудой $E_Г$, а сопротивление нагрузки нелинейно и его вольт-амперная характеристика задана степенной функцией, определяемой формулой (1.1).

Длительность фронта импульса в ИТ обычно составляет 0,05 . . . 0,25 длительности импульса. За это время ток в относительно большой индуктивности первичной обмотки ИТ нарастает незначительно и составляет доли процента тока нагрузки. Поэтому в схеме замещения на рис. 3.8 влиянием индуктивности первичной обмотки на процесс формирования фронта импульса можно пренебречь и рассматривать этот процесс, пользуясь схемой замещения на рис. 3.9.

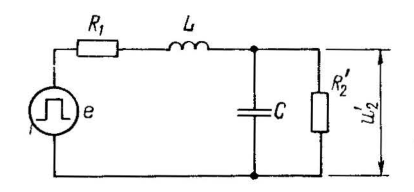


Рис. 3.9. Схема замещения трансформаторной цепи для анализа процесса формирования фронта импульса

Изменения напряжения на фронте импульса определяются решением нормированного по времени и напряжению нелинейного дифференциального уравнения второго порядка

$$\frac{d^2u}{d\tau^2} + \sqrt{\alpha}\left(\frac{1-\alpha}{\alpha\rho}R_2' + \frac{\rho}{R_2'}qu^{q-1}\right)\frac{du}{d\tau} +$$

$$+ [\alpha + (1-\alpha)u^{q-1}]u = 1(\tau), \tag{3.5}$$

где

$$\tau = t/\sqrt{\alpha LC}; \tag{3.6}$$

$$u = u_2'/U_{2\text{с}}' \approx u_2'/\alpha E_\text{г}; \tag{3.7}$$

$$\rho = \sqrt{L/C}. \tag{3.8}$$

При $q = 1$, т. е. при линейной нагрузке, или в пренебрежении нелинейными свойствами нагрузки, уравнение (3.5) преобразуется в линейное:

$$\frac{d^2u}{d\tau^2} + 2\delta\frac{du}{d\tau} + u = 1(\tau), \tag{3.9}$$

где

$$\delta = \frac{\sqrt{\alpha}}{2}\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\,\frac{R_2'}{\rho} + \frac{\rho}{R_2'}\right). \tag{3.10}$$

Вид переходного процесса, описываемого решением уравнения (3.9), определяется единственным обобщенным параметром δ, который в теории ИТ получил название коэффициента затухания трансформаторной цепи. Коэффициентом затухания учитывается влияние

всех параметров схемы замещения (рис. 3.9) на процесс формирования фронта импульса, что позволяет получить простые и наглядные универсальные решения уравнения (3.9). Несмотря на то что такими решениями описывается процесс формирования фронта при линейном сопротивлении нагрузки, т. е. при идеальных условиях, в теории ИТ эти решения используются как при расчете искажений фронта, так и при конструировании ИТ. По этой причине все искажения, связанные с нелинейными свойствами сопротивления нагрузки, целесообразно сравнивать с искажениями при линейной нагрузке.

При различных значениях коэффициента затухания решения уравнения (3.9) имеют следующий вид:

$$u = 1 - e^{-\delta\tau}\left(\cos\beta\tau + \frac{\delta}{\beta}\sin\beta\tau\right) \qquad (3.11)$$

при $\delta < 1$, $\beta = \sqrt{1-\delta^2}$;

$$u = 1 - e^{-\tau}(1+\tau) \qquad (3.12)$$

при $\delta = 1$;

$$u = 1 - e^{-\delta\tau}\left(\operatorname{ch}\beta\tau + \frac{\delta}{\beta}\operatorname{sh}\beta\tau\right) \qquad (3.13)$$

при $\delta > 1$, $\beta = \sqrt{\delta^2 - 1}$.

Из анализа решений (3.11)–(3.13) следует, что при $\delta < 1$ процесс формирования фронта носит колебательный характер. Амплитуда первого, максимального, выброса напряжения на фронте

$$\delta U_2' = U_2' \exp(-\pi\delta/\beta). \qquad (3.14)$$

При $\delta \geqslant 1$ процесс формирования фронта носит апериодический характер, выбросы напряжения на фронте импульса отсутствуют. Общее представление о характере процесса формирования фронта импульса дают графики переходных процессов на фронте (рис. 3.10), построенные по формулам (3.11)–(3.13) в функции относительного времени τ и параметра δ.

В расчеты ИТ вводится главная характеристика искажений фронта импульса – удлинение фронта $t_ф$, измеренное между уровнями $(0,1 \ldots 0,9)U_2$ (см. рис. 1.5). В соответствии с выражением (3.6) перехода от реального масштаба времени к относительному времени τ удлинение фронта определится формулой

$$t_ф = \tau_ф \sqrt{\alpha L C}. \qquad (3.15)$$

Таким образом, удлинение фронта $t_ф$ пропорционально относительному удлинению $\tau_ф$, которое определяется между теми же уровнями и является однозначной функцией коэффициента затухания. Рассчитанная на ЭВМ по аналитическим описаниям переходного процесса на фронте

(3.11)–(3.13) соответствующая зависимость представлена кривой $\tau_ф(\delta)$ на рис. 3.11. В интервале значений $0{,}5 < \delta < 1{,}2$ эта зависимость с точностью примерно 3% аппроксимируется эмпирической формулой [3]

$$\tau_ф \approx 1{,}2 + 2\delta^2, \tag{3.16}$$

а при $\delta > 1$ – с такой же точностью формулой

$$\tau_ф = 4{,}4\delta - 1. \tag{3.17}$$

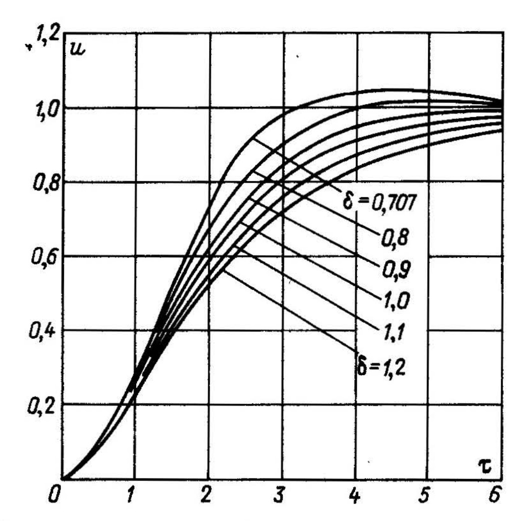


Рис. 3.10. Переходные процессы на фронте трансформированного импульса

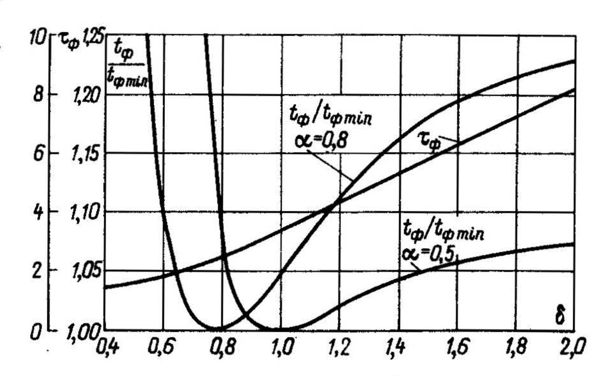


Рис. 3.11. Относительное удлинение фронта трансформированного импульса в зависимости от коэффициента затухания

В мощных ИТ выброс напряжения на фронте импульса недопустим. По этой причине практическое значение имеют только такие соотношения между параметрами схемы на рис. 3.9, при которых $\delta > 0{,}8$. Однако увеличение коэффициента затухания, как это видно из графика на рис. 3.11 и формулы (3.15), приводит к удлинению фронта импульса. Поэтому, если требуется минимальное удлинение фронта, обычно выбираются значения $\delta = 0{,}8 \ldots 1{,}0$.

Выбор того или иного коэффициента затухания накладывает ограничения на характеристическое сопротивление трансформаторной цепи ρ. Из формулы (3.10) при заданном δ следует

$$\rho_{1,2} = \frac{R_2'}{\sqrt{\alpha}} G_{1,2}, \quad G_{1,2} = \delta \pm \sqrt{\delta^2 + \alpha - 1}. \tag{3.18}$$

Значения параметров R_2' и α определяются нагрузкой и генератором и, следовательно, известны. Поэтому по формуле (3.18) вычисляется два возможных значения характеристического сопротивления, которые обеспечивают необходимый коэффициент затухания и могут быть получены при двух парах значений L и C. Первая пара, соответствующая знаку "+" перед радикалом, характеризуется относительно большой индуктивностью и малой емкостью: цепь имеет индуктивную реакцию. Вторая пара, соответствующая знаку "–" перед радикалом, характеризуется малой индуктивностью и большой емкостью: цепь имеет емкостную реакцию. Выбор той или иной пары значений L и C, т. е. характера реакции цепи, при линейной нагрузке не оказывает влияния на форму фронта трансформированного импульса. Однако по ряду других причин, которые будут рассмотрены далее, предпочтение обычно отдается цепи с индуктивной реакцией.

Обращает внимание то, что согласно выражению (3.18) в трансформаторной цепи физически реализуемы только значения коэффициента затухания, определяемые неравенством

$$\delta \geqslant \sqrt{1 - \alpha}. \tag{3.19}$$

При работе ИТ в составе линейного согласованного генератора $\alpha = 0{,}5$, а в составе генератора с частичным разрядом накопительного конденсатора $\alpha \approx 0{,}8$. Поэтому согласно формулам (3.14) и (3.19) в линейном генераторе $\delta_{\min} \geqslant 1/\sqrt{2}$ и $\delta U_2/U_2 \leqslant 4{,}6\%$, а в генераторе с накопительным конденсатором $\delta_{\min} \geqslant 0{,}45$ и $\delta U_2/U_2 \leqslant 20{,}8\%$. Таким образом, в реальных трансформаторных цепях можно не опасаться чрезмерно больших выбросов напряжения на фронте импульса.

В некоторых случаях ставится задача не просто ограничить, а свести к минимуму удлинение фронта импульса. Для того чтобы установить условия, при которых это возможно, примем во внимание следующее.

Из формул (3.15) и (3.18) следует соответственно

$$t_ф = \frac{\tau_ф \alpha L_{1,2}}{R_2' G_{1,2}}; \tag{3.20}$$

$$t_ф = \tau_ф R_2' C_{1,2} G_{1,2}. \tag{3.21}$$

Если зафиксировать значения α, R_2', $L_{1,2}$ в формуле (3.20) или α, R_2', $C_{1,2}$ в формуле (3.21), то удлинение фронта станет функцией только коэффициента затухания. При этом изменение коэффициента затухания окажется возможным за счет изменения значения C в первом случае или L во втором.

Из формул (3.20), (3.21) и рис. 3.11 можно установить, что $t_ф$ имеет минимум $t_{ф\min}$ при некотором $\delta = \delta_0$. Для наиболее важных применений ИТ – в составе линейного согласованного генератора ($\alpha = 0{,}5$) и генератора с частичным разрядом накопительного конденсатора ($\alpha = 0{,}8$) – эти минимумы имеют место при $\delta_0 = 1{,}0$ и $\delta_0 = 0{,}8$ соответственно. Как следует из формулы (3.14), при таких значениях δ_0 выбросы напряжения на фронте полностью или практически отсутствуют, что необходимо или желательно в применениях ИТ. Поэтому, если требуется минимальное удлинение фронта, то значения $\delta = \delta_0$ можно считать оптимальными. Общая картина удлинения фронта в функции δ при $\alpha = 0{,}5$ и $\alpha = 0{,}8$ представлена на рис. 3.11 нормированными графиками $t_ф/t_{ф\min} = f(\delta)$. Индуктивности и емкости трансформаторной цепи, необходимые для получения оптимального значения δ, определяются из формул (3.20) и (3.21) после выявления соответствующих параметров.

Если $\delta \geqslant 1$, то в трансформаторной цепи при индуктивной реакции можно пренебречь емкостью, а при емкостной – индуктивностью и схема замещения на рис. 3.9 упрощается (рис. 3.12 и 3.13). Тогда переходные процессы на фронте импульса и удлинение фронта могут рассчитываться по приближенным формулам.

При индуктивной реакции

$$u = 1 - \exp\left(-\frac{R_2' t}{\alpha L}\right); \tag{3.22}$$

$$t_ф = 2{,}2\,\alpha L / R_2'. \tag{3.23}$$

При емкостной реакции

$$u = 1 - \exp\left[-\frac{t}{(1-\alpha) R_2' C}\right]; \tag{3.24}$$

$$t_ф = 2{,}2(1-\alpha) R_2' C. \tag{3.25}$$

Для оценки ошибок, возникающих в результате упрощений, на рис. 3.14 и 3.15 кривыми $\delta = 1{,}0$ и $\delta = 1{,}2$ представлены переходные

процессы в схеме на рис. 3.9, а кривыми $\alpha = 0{,}5$ и $\alpha = 0{,}8$ – в схемах на рис. 3.12 и 3.13, соответствующие формулам (3.22) и (3.24). Как видно из сравнения кривых, различия в переходных процессах незначительны, и поэтому при $\delta \geqslant 1$ пользование приближенными формулами (3.23) и (3.25) технически допустимо.

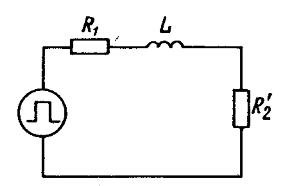


Рис. 3.12. Схема замещения трансформаторной цепи при индуктивной реакции

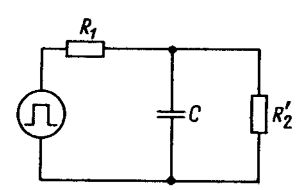


Рис. 3.13. Схема замещения трансформаториой цепи при емкостной реакции

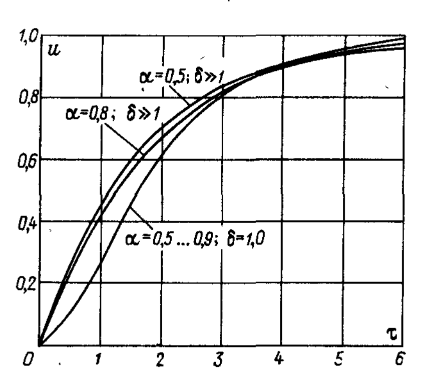


Рис. 3.14. Переходные процессы на фронте импульса при индуктивной реакции трансформаторной цепи

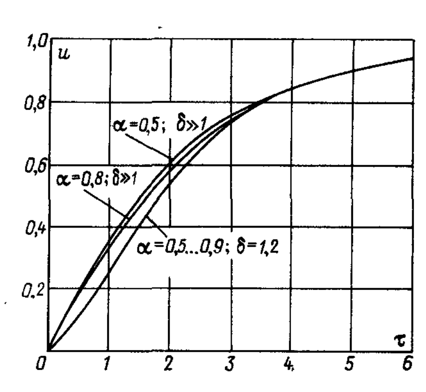


Рис. 3.15. Переходные процессы на фронте импульса при емкостной реакции трансформаториой цепи

Для получения при нелинейной нагрузке решений уравнения (3.5), сопоставимых с решениями уравнения (3.9), заменим в первом отношение ρ/R'_2 его значением из формулы (3.18). Тогда уравнение (3.5) перепишется в виде

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} + \left(\frac{1-\alpha}{G_{1,2}} + G_{1,2} q u^{q-1}\right)\frac{du}{d\tau} + [\alpha + (1-\alpha)u^{q-1}]u = 1(\tau). \tag{3.26}$$

Уравнение (3.26) включает в себя три параметра – α, δ, q и, кроме того, учитывает еще и характер реакции трансформаторной цепи. Вследствие этого представление решений оказывается значительно более

сложным. Поэтому приходится ограничиваться рассмотрением только наиболее важных в практическом отношении случаев: с нагрузкой в виде клистрона ($q = 1{,}5$) и магнетрона ($q = 4$) при работе ИТ в составе линейного согласованного генератора ($\alpha = 0{,}5$) и генератора с частичным разрядом накопительной емкости ($\alpha = 0{,}8$), имея в виду, что увеличение q сверх четырех мало влияет на числовые характеристики переходного процесса.

Полученные с помощью ЭВМ решения уравнения (3.26) представлены в виде графиков на рис. 3.16–3.23. Рассмотрение графиков и сравнение их с рис. 3.10 для линейной нагрузки показывает, что общий характер переходного процесса при нелинейной нагрузке такой же, как и при линейной. Главное различие состоит в некотором уменьшении удлинения фронта импульса, тем более значительном, чем выше степень нелинейности нагрузки, т. е. чем больше q. Выброс напряжения на фронте при нелинейной и линейной нагрузке практически одинаков. Таким образом, нелинейность нагрузки не препятствует, а способствует применению ИТ в импульсных установках. В то же время обращает на себя внимание следующее. При емкостной реакции трансформаторной цепи и выраженной нелинейности нагрузки ($q = 4$) в области (0,8 . . . 0,9) u, т. е. как раз тех уровней напряжения, на которых возбуждаются колебания в генераторных приборах СВЧ, резко меняется скорость изменения напряжения на нагрузке, что приводит к неустойчивой работе генераторных приборов. Поэтому обычно желательна (или необходима)

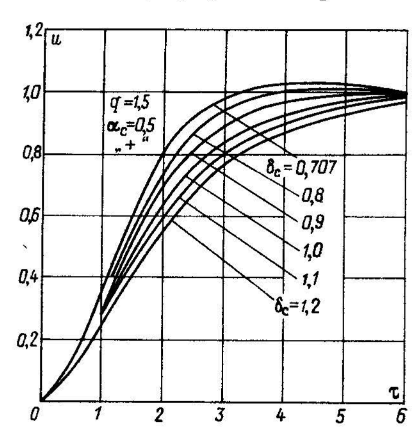


Рис. 3.16. Переходные процессы на фронте импульса при нагрузке ИТ клистроном и индуктивной реакции в схеме линейного генератора

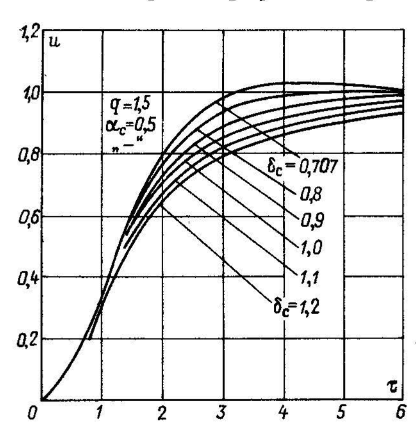


Рис. 3.17. Переходные процессы на фронте импульса при нагрузке ИТ клистроном и емкостной реакции в схеме линейного генератора

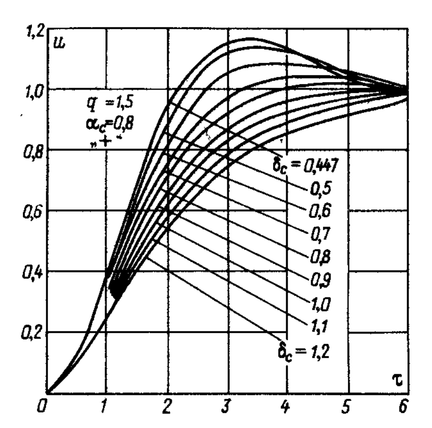


Рис. 3.18. Переходные процессы на фронте импульса прн нагрузке ИТ клистроном и индуктивной реакции в схеме генератора с частичным разрядом накопителя

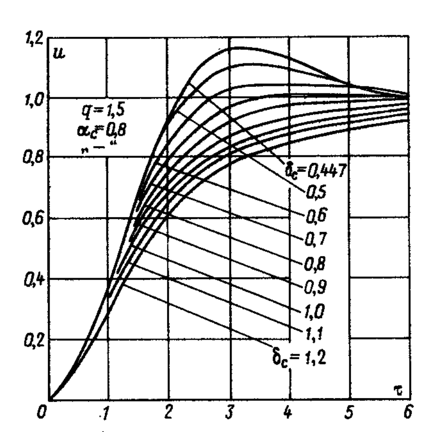


Рис. 3.19. Переходные процессы на фронте импульса при иагрузке ИТ клистроиом и емкостной реакции в схеме генератора с частичным разрядом иакопителя

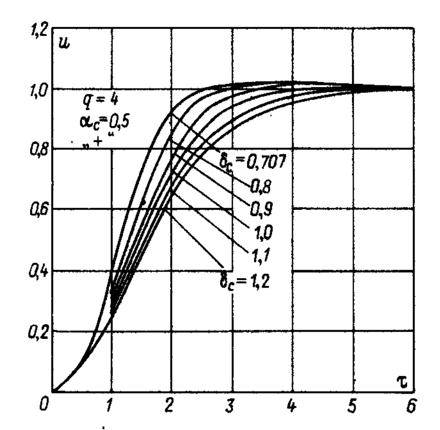


Рис. 3.20. Переходные процессы на фроите импульса при нагрузке ИТ магнетроном и индуктивной реакции в схеме линейного генератора

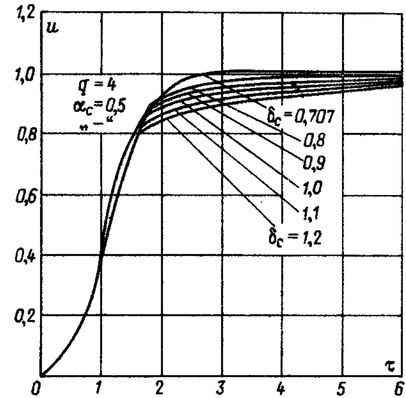


Рис. 3.21. Переходные процессы на фронте импульса при нагрузке ИТ магнетроиом и емкостной реакции в схеме линейного генератора

трансформаторная цепь с индуктивной реакцией, не имеющая этих отрицательных свойств.

Если $\delta \geqslant 1$, то, пренебрегая емкостью при индуктивной реакции и индуктивностью при емкостной, из уравнения (3.5) можно получить

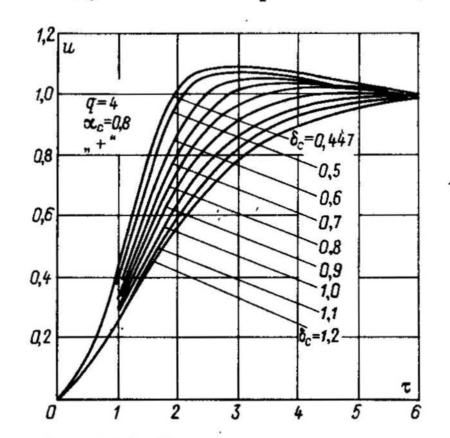


Рис. 3.22. Переходные процессы на фронте импульса при нагрузке ИТ магнетроном и индуктивной реакции в схеме генератора с частичным разрядом накопителя

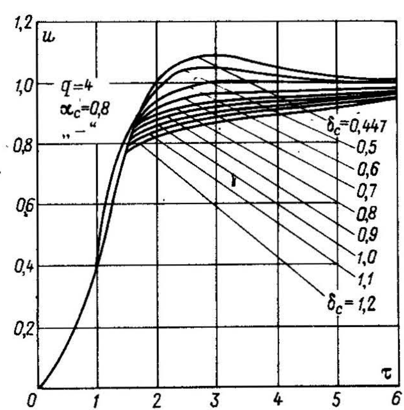


Рис. 3.23. Переходные процессы на фронте импульса при нагрузке ИТ магнетроном и емкостной реакции в схеме генератора с частичным разрядом накопителя

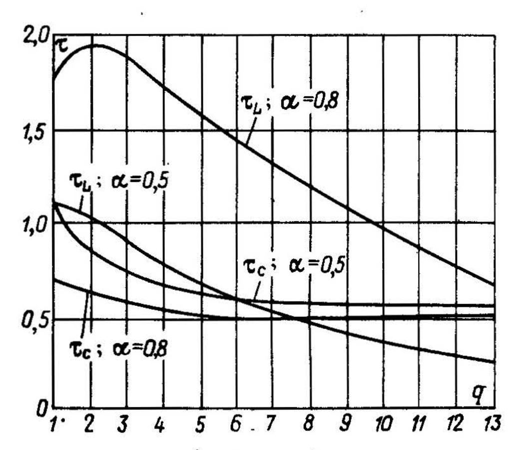


Рис. 3.24. Относительное удлинение фронта импульса при нелинейной нагрузке и сильной индуктивной и емкостной реакции

приближенные формулы для расчета удлинения фронта импульса, учитывающие нелинейные свойства сопротивления нагрузки.

При индуктивной реакции

$$t_ф = \frac{\alpha L}{R'_{2с}} \int\limits_{0,1}^{0,9} \frac{u^{q-1}}{1 - \alpha u - (1-\alpha)u^{q-1}} du. \qquad (3.27)$$

При емкостной реакции

$$t_ф = (1-\alpha)R'_{2с}C \int\limits_{0,1}^{0,9} \frac{du}{1 - \alpha u - (1-\alpha)u^{q-1}}. \qquad (3.28)$$

Кривые относительного удлинения фронта импульса, рассчитанные по формулам $\tau_L = t_ф R'_{2с}/L$ и $\tau_с = t_ф \alpha/(R'_{2с}C)$ при $\alpha = 0{,}5$ и $\alpha = 0{,}8$, приведены на рис. 3.24. Рассмотрение графиков подтверждает общую тенденцию уменьшения удлинения фронта с увеличением степени нелинейности нагрузки, особенно заметную при индуктивной реакции трансформаторной цепи.

3.4. ИСКАЖЕНИЯ ВЕРШИНЫ ИМПУЛЬСА

При рассмотрении процесса формирования вершины импульса можно пренебречь влиянием индуктивности L и емкости C трансформаторной цепи (рис. 3.8), так как после окончания процесса формирования фронта импульса ток и напряжение нагрузки достигают значений, близких к установившимся, и далее, в течение времени действия импульса, изменяются незначительно, только вследствие медленного нарастания тока в относительно большой индуктивности L_1. Такой характер протекания процессов в ИТ следует из самих требований, предъявляемых к ИТ и определяющих его конструкцию. С учетом сказанного процессы, протекающие при формировании вершины импульса, отображаются схемой, приведенной на рис. 3.25.

Вследствие относительно малой длительности фронта приближенно можно считать, что процесс формирования вершины импульса начинается сразу же после возникновения импульса генератора. В действительности это не так, поскольку требуется некоторое время для заряда емкости трансформаторной цепи. Однако пренебрежение этим временем практически допустимо.

В момент начала формирования вершины импульса ток в индуктивности намагничивания ИТ равен нулю. С течением времени этот ток возрастает, что приводит к увеличению тока генератора, увеличению падения напряжения на его внутреннем сопротивлении и в конечном итоге – к уменьшению напряжения на сопротивлении нагрузки. Для

схемы на рис. 3.25 этот процесс описывается решением следующего, нормированного по времени и напряжению, нелинейного дифференциального уравнения первого порядка:

$$[\alpha + (1-\alpha) q u^{q-1}] \frac{du}{d\tau} + u = 0, \tag{3.29}$$

где

$$u = u_2'/U_{2c}' \approx u_2'/(\alpha E_г); \quad \tau = \frac{t(1-\alpha)R_{2c}'}{L_1}$$

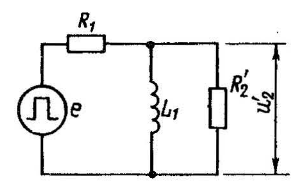


Рис. 3.25. Схема замещения трансформаторной цепи для анализа искажений вершины импульса

После разделения переменных и интегрирования связь между временем и напряжением на сопротивлении нагрузки будет иметь следующий вид:

$$\hat{t} = \frac{L_1}{(1-\alpha)R_{2c}'} \left[\frac{q(1-\alpha)(1-u^{q-1})}{q-1} - \alpha \ln u \right]. \tag{3.30}$$

Учитывая, что $u = 1 - \Delta u$, причем $\Delta u \ll 1$, относительное снижение напряжения на нагрузке к моменту окончания импульса с достаточной для практических расчетов точностью можно определить формулой

$$\Delta u = \frac{\Delta U_2}{U_{2c}} \approx \frac{(1-\alpha) R_{2c}' t_и}{L_1[\alpha + (1-\alpha) q]}. \tag{3.31}$$

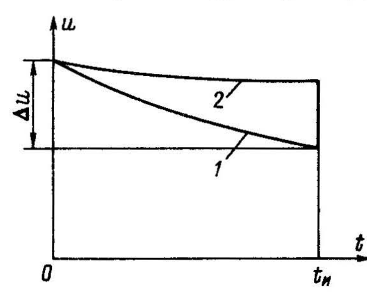


Рис. 3.26. Искажения вершины импульса при линейной (*1*) и нелинейной (*2*) нагрузке

При линейном сопротивлении нагрузки, т. е. при $q = 1$, относительное снижение напряжения

$$\Delta u = \frac{\Delta U_2}{U_2} \approx \frac{(1-\alpha) R_2' t_и}{L_1}. \tag{3.32}$$

Сравнение формул (3.31) и (3.32) показывает, что снижение напряжения на вершине импульса при нелинейной нагрузке меньше, чем при линейной, и тем меньше, чем выше степень нелинейности нагрузки. Таким образом, и в отношении искажений вершины импульса нелинейность нагрузки не препятствует, а способствует применению ИТ. Общий характер переходного процесса на вершине импульса виден на рис. 3.26.

3.5. ИСКАЖЕНИЯ СРЕЗА ИМПУЛЬСА

После окончания импульса генератора в трансформаторной цепи возникает сложный переходный процесс, обусловленный тем, что к моменту окончания импульса во всех индуктивностях и емкостях трансформаторной цепи накопилась некоторая магнитная и электрическая энергия. Сложность переходного процесса связана с большим числом и распределенным характером параметров ИТ. Однако с еще большим основанием, чем при рассмотрении искажений фронта и вершины, задача исследования искажений среза импульса может быть упрощена до уровня математической модели трансформаторной цепи в виде дифференциального уравнения второго порядка. Это связано со следующими обстоятельствами.

Переходный процесс в трансформаторной цепи после окончания импульса генератора определяется параметрами тех же структурных элементов схемы замещения, которые влияют на форму фронта и вершины. Поскольку искажения фронта и вершины являются главными факторами, определяющими возможность применения ИТ, все структурные элементы схемы замещения выбираются так, чтобы эти искажения не превысили некоторых допустимых значений. Таким образом, параметры элементов схемы замещения определены требованиями к искажениям фронта и вершины и степень искажений среза оказывается производной величиной. Вследствие этого можно ставить задачу лишь установления фактических искажений среза и, в случае необходимости, уменьшения их такими методами, которые не увеличили бы искажений фронта и вершины. С другой стороны, искажениям среза обычно вообще придается второстепенное значение, так как они возникают после окончания рабочего цикла процессов в нагрузке и поэтому не могут оказать особого влияния на функционирование импульсного устройства. Если их влияние все же значительно, то его можно устранить или ослабить введением в трансформаторную цепь различного рода корректирующих двухполюсников. В связи с изложенным схему замещения трансформаторной цепи для исследования искажений среза импульса можно представить в упрощенном виде, приведенном на рис. 3.27.

Переходный процесс в схеме иа рис. 3.27 после окончании импульса описывается решением следующего, также нормированного по времени и напряжению

нелинейного дифференциального уравнения второго порядка:

$$\frac{d^2u}{d\tau^2} + 2\delta_1 q u^{q-1} \frac{du}{d\tau} + u = 0, \tag{3.33}$$

где

$$\tau = t/\sqrt{L_1 C}; \tag{3.34}$$

$$u = u'_2 / U'_{2C}(t_И); \tag{3.35}$$

$$\delta_1 = \frac{\sqrt{L_1/C}}{R'_{2C}}. \tag{3.36}$$

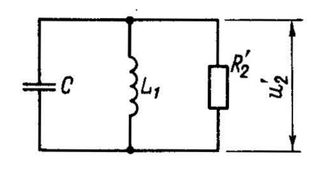


Рис. 3.27. Схема замещения трансформаторной цепи для анализа искажений среза импульса

При $q = 1$, т. е. при линейной нагрузке, нелинейное уравнение (3.33) преобразуется в линейное:

$$\frac{d^2u}{d\tau^2} + 2\delta_1 \frac{du}{d\tau} + u = 0. \tag{3.37}$$

Решение этого уравнения имеет следующий вид:

$$u = e^{-\delta_1 \tau}\left(\cos\beta_1\tau + \frac{\delta_1}{\beta_1}\sin\beta_1\tau\right) \tag{3.38}$$

при $\delta_1 < 1$, $\beta_1 = \sqrt{1 - \delta_1^2}$;

$$u = e^{-\delta_1 \tau}\left(\mathrm{ch}\,\beta_1\tau + \frac{\delta_1}{\beta_1}\mathrm{sh}\,\beta_1\tau\right) \tag{3.39}$$

при $\delta_1 > 1$, $\beta_1 = \sqrt{\delta_1^2 - 1}$.

Построенные по этим формулам зависимости приведены на рис. 3.28. Из формул и рисунка видно, что с увеличением коэффициента δ_1 длительность среза и амплитуда выброса напряжения на срезе уменьшаются. Приближенно длительность среза можно рассчитывать по формуле

$$t_С = \tau_С\sqrt{L_1 C}, \tag{3.40}$$

где $\tau_С$ – относительная длительность среза, полученная из графиков на рис. 3.28 при соответствующем значении коэффициента δ_1 и взятая между оговоренными уровнями напряжения.

При нелинейной нагрузке вследствие уменьшения со временем напряжения на нагрузке сопротивление нагрузки увеличивается, и тем сильнее, чем выше нелинейность нагрузки. Вследствие этого разряд емкости C через сопротивление нагрузки замедляется, длительность среза увеличивается. Весьма приближенно можно считать, что увеличение ее пропорционально q. Поэтому длительность среза

при нелинейной нагрузке можно определять, увеличивая в q раз длительность среза для линейной нагрузки, рассчитанную по формуле (3.40).

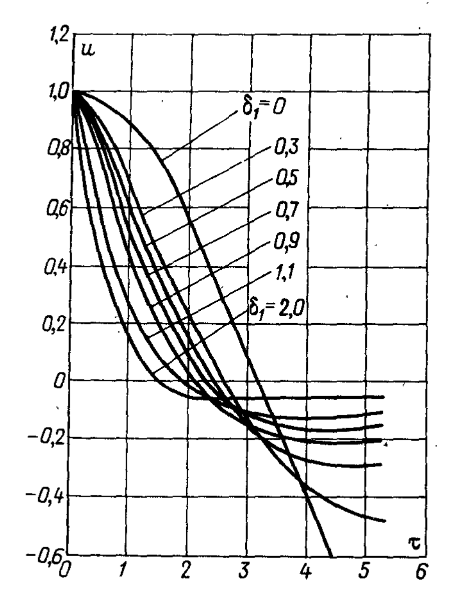


Рис. 3.28. Переходные процессы на срезе трансформированного импульса при линейной нагрузке

Отметим, что при отсутствии емкости C в трансформаторной цепи нелинейные свойства сопротивления нагрузки, наоборот, ускоряют переходный процесс на срезе и длительность среза уменьшается.

3.6. ЭНЕРГИЯ В РЕАКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ ТРАНСФОРМАТОРНОЙ ЦЕПИ

Ко времени окончания импульса генератора в индуктивностях и емкостях трансформаторной цепи накапливается некоторая энергия. После окончания импульса эта энергия рассеивается в собственно ИТ и активных элементах трансформаторной цепи. Та часть энергии, которая рассеивается в нагрузке, обычно нарушает нормальный режим работы нагрузки, несмотря на то что рассеяние происходит по завершении рабочего цикла. Процессы рассеяния ухудшают энергетические характеристики системы генератор – ИТ – нагрузка, а иногда нарушают нормальное функционирование устройства. Поэтому важно определить и обеспечить условия, при которых накапливаемая в трансформаторной цепи энергия минимальна.

К моменту окончания импульса генератора в индуктивностях и емкостях схемы замещения (рис. 3.8) токи и напряжения можно считать установившимися. Тогда количество накопленной в этих элементах энергии выразится формулой

$$W_{LC} = LI_2'^2/2 + CU_2'^2/2 + I_0^2 L_1/2, \quad (3.41)$$

где ток намагничивания

$$I_0 \approx U_2' t_и / L_1. \quad (3.42)$$

С учетом формул (3.10), (3.15), (3.29) и (3.42) для энергии получим

$$W_{LC} = W\left[\frac{t_ф}{t_и}\frac{\delta}{\alpha\tau_ф(\delta)} + \frac{\Delta u}{2(1-\alpha)}\right], \qquad (3.43)$$

где W – энергия трансформируемого импульса.

Из формулы видно, что энергия, накапливаемая в элементах трансформаторной цепи, пропорциональна искажениям фронта и вершины импульса. Таким образом, для улучшения энергетических характеристик трансформаторной цепи и входящего в ее состав ИТ необходимо всемерно уменьшать искажения. В этой связи представляется целесообразным всегда использовать все возможности для уменьшения искажений, вносимых собственно ИТ, если даже это непосредственно и не оговорено техническим заданием на проектирование, однако только при условии, что при этом существенно не ухудшаются технико-экономические характеристики ИТ.

Из формул (3.43) следует, что в целом качество ИТ может характеризоваться количеством запасаемой в ней энергии: такая характеристика интегрально учитывает степень выполнения как функциональных, так, частично, и технико-экономических требований. Поэтому отношение энергий

$$\frac{W_{LC}}{W} = \frac{t_ф}{t_и}\frac{\delta}{\alpha\tau_ф(\delta)} + \frac{\Delta u}{2(1-\alpha)} \qquad (3.44)$$

может рассматриваться как энергетический коэффициент искажений трансформированного импульса. Чем меньше этот коэффициент, тем выше в функциональном отношении качество ИТ.

3.7. РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ

Необходимым опосредствующим звеном между исходными данными для проектироваиия ИТ и его конструктивным расчетом является расчет электромагнитных параметров схемы замещения ИТ, т. е. электромагнитный расчет ИТ. Электромагнитный расчет состоит в выборе таких значений индуктивности рассеяния и намагничивания и суммарной динамической емкости обмоток, при которых искажения фронта и вершины импульса не превысят оговоренных исходными данными. Из формул (3.20), (3.21) и (3.31) можно получить выражения параметров схемы замещения:

$$L_{1,2} = \frac{t_ф R'_{2c} G_{1,2}}{\tau_ф \alpha}; \qquad (3.45)$$

$$C_{1,2} = \frac{t_ф}{\tau_ф R'_{2c} G_{1,2}}; \qquad (3.46)$$

$$L_1 = \frac{(1-\alpha) R'_{2c} t_и}{\Delta u\,[\alpha + (1-\alpha) q]}, \qquad (3.47)$$

где $\tau_ф$ – относительная длительность фронта импульса, выбранная с учетом линейных или нелинейных свойств нагрузки и допустимого выброса напряжения на фронте по соответствующим графикам переходных процессов.

После расчета L и C определяются допустимые значения индуктивности рассеяния и емкости обмоток собственно ИТ:

$$L_s = L_{1,2} - L_М; \tag{3.48}$$

$$C_т = C_{1,2} - C_М. \tag{3.49}$$

Если значения $L_М$ и $C_М$ достаточно велики, то может оказаться, что рассчитанные по формулам (3.48) и (3.49) значения электромагнитных параметров ИТ отрицательны, а следовательно, при заданных $L_М$ и $C_М$ трансформатор с ограниченными искажениями фронта импульса нереализуем.

Из формул (3.48) и (3.49) видно, что если велика индуктивность и мала емкость монтажа, то проектирование трансформаторной цепи с индуктивной реакцией облегчает реализацию ИТ. В противоположном случае целесообразна трансформаторная цепь с емкостной реакцией. При этом необходимо отметить следующее. В некоторой конкретной конструкции ИТ при заданных напряжениях на обмотках изменение числа витков в обмотках, размеров магнитной системы или других параметров конструкции практически не влияет на коэффициент рассеяния. Поэтому индуктивность намагничивания пропорциональна индуктивности рассеяния ИТ и больше при индуктивной реакции, чем при емкостной. Если принять, что $L_М = 0$, то с учетом формулы (3.45) соответствующее увеличение индуктивности намагничивания

$$L_1/L_2 = G_1/G_2. \tag{3.50}$$

При $\alpha = 0{,}5$ и соответствующем ему оптимальном значении $\delta = \delta_0 = 1$ индуктивность намагничивания увеличивается в 5,85 раза, а при $\alpha = 0{,}8$ и $\delta = \delta_0 = 0{,}8$ – в 10,7 раза. При $L_М \neq 0$ увеличение индуктивности намагничивания еще больше. Как видно из формулы (3.31), снижение напряжения на вершине импульса обратно пропорционально индуктивности намагничивания. Таким образом, проектирование трансформаторной цепи с индуктивной реакцией позволяет получать искажения вершины примерно на порядок ниже, чем при емкостной, т.е. цепь с индуктивной реакцией целесообразна и в этом отношении. Следовательно, при конструировании импульсной установки особенно важно принимать все возможные меры к уменьшению емкости трансформаторной цепи, с тем чтобы цепь обладала именно индуктивной реакцией.

Изложенные выше общие соображения по расчету индуктивности рассеяния и емкости ИТ существенно меняются в частном случае – при проектировании ИТ, предназначенного для работы в составе генератора с искусственной формирующей линией. Здесь индуктивность

рассеяния используется в качестве индуктивности первого звена искусственной линии, необходимой для получения импульса заданной формы. Индуктивность первого звена линии представляется наиболее целесообразным определять по специальной методике расчета искусственной линии, работающей на комплексную нагрузку [12]. Приближенная формула расчета

$$L = 1{,}6t_{\text{ф}}R'_2, \tag{3.51}$$

и тогда индуктивность рассеяния ИТ

$$L_s = 1{,}6t_{\text{ф}}R'_2 - L_{\text{м}}. \tag{3.52}$$

В генераторах с формирующими линиями наличие емкости в трансформаторной цепи почти всегда приводит к выбросу напряжения на фронте импульса – тем большему, чем выше эта емкость. Поэтому желательно проектировать ИТ так, чтобы емкость его обмоток была минимальной или, по крайней мере, чтобы трансформаторная цепь имела индуктивную реакцию. Однако исключить выброс, варьируя параметры ИТ, никогда не удается, так как в трансформаторной цепи всегда имеется емкость нагрузки и монтажа. С другой стороны, вследствие нелинейного характера реальной нагрузки генератор с искусственной линией в интервале времени формирования фронта импульса всегда работает в режимах, близких к холостому ходу. Поэтому напряжение на фронте нарастает быстро и появляется дополнительный выброс, который часто оказывается значительно сильнее выброса, обусловленного емкостью трансформаторной цепи. По изложенным причинам в генераторах с формирующими линиями – как в содержащих, так и в не содержащих ИТ – для устранения выбросов напряжения на фронте всегда вводят в цепь нагрузки специальные корректирующие цепи [13]. Возможность выброса устанавливается по окончании конструирования ИТ, в результате поверочного расчета.

3.8. КРИТЕРИЙ ОСУЩЕСТВИМОСТИ ИМПУЛЬСНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Для определения общего направления, в котором целесообразно вести проектирование ИТ, полезно иметь простое и наглядное соотношение, связывающее искажения трансформированного импульса с параметрами трансформаторной цепи и параметрами собственно ИТ. Такого рода связь можно составить в разных формах, однако естественно требовать, чтобы ею учитывались особенности проектируемого объекта. Характерное свойство ИТ состоит в том, что уменьшение вносимого им удлинения фронта импульса примерно пропорционально увеличивает снижение напряжения на вершине и наоборот. Таким образом, произведение этих составляющих искажения формы импульса примерно постоянно и поэтому может служить в качестве искомого соотношения.

Так как нелинейные свойства сопротивления нагрузки приводят к уменьшению главных видов искажения импульса – искажений фронта и вершины, указанное произведение естественно составить для искажений при линейной нагрузке, заведомо максимальных. Этим будет повышена надежность последующих оценок и выводов, а также обойдены трудности, связанные с учетом влияния нелинейных свойств нагрузки на искажения фронта импульса.

Из формул (3.15), (3.18) и (3.32) получим следующее выражение:

$$F = \frac{t_ф}{t_и} \frac{\Delta U_2}{U_2} = \frac{\tau_ф(\delta)\alpha(1-\alpha)\sigma k_L}{G_{1,2}} . \tag{3.53}$$

Как искажения фронта, так и искажения вершины всегда нежелательны. Исключительно по причине невозможности полного устранения искажений приходится требовать только их ограничения некоторыми, технически приемлемыми значениями. Поэтому возможны две постановки задачи о проектировании ИТ.

В первой постановке, когда по тем или иным причинам требуются возможно малые искажения формы импульса, цель задачи состоит в получении минимума произведения составляющих искажения. Здесь произведение искажений (3.53) выступает в роли целевой функции F и эту функцию необходимо минимизировать. Однако значения параметров α, k_L и δ определены свойствами генератора, соединительных цепей, нагрузки и требованиями к выбросу на фронте импульса. Поэтому минимизация целевой функции возможна только за счет уменьшения коэффициента рассеяния σ. Таким образом, решение задачи в этом случае – выбор конструкции ИТ с минимальным коэффициентом рассеяния.

Возможности уменьшения коэффициента рассеяния ИТ ограничены техническими причинами. Поэтому в практике проектирования ИТ исходными данными обычно оговариваются допустимые, т. е. ограниченные по максимуму, искажения; решение задачи минимизации всегда желательно. Таким образом, задача проектирования ИТ во второй постановке – получение ограниченных исходными данными искажений. При заданных α, k_L и δ эта задача сводится к выбору коэффициента рассеяния ИТ с помощью неравенства

$$\sigma < \frac{t_ф}{t_и} \frac{\Delta U_2}{U_2} \frac{G_{1,2}}{\tau_ф(\delta)\alpha(1-\alpha)k_L} . \tag{3.54}$$

Этим неравенством накладывается ограничение на обобщенную электромагнитную характеристику ИТ – коэффициент рассеяния. Поэтому соотношение (3.54) можно рассматривать как критерий осуществимости ИТ с заданными параметрами искажений трансформированного импульса при заданных параметрах трансформаторной цепи. Следо-

вательно, в данном случае задача проектирования ИТ состоит в выборе конструкции, удовлетворяющей этому критерию.

Из рассмотрения целевой функции (3.53) видно, что при емкостной реакции трансформаторной цепи значение функции всегда больше, чем при индуктивной. Поэтому безусловно целесообразно стремиться к созданию условий, при которых трансформаторная цепь обладала бы именно индуктивной реакцией. При индуктивной реакции и $\delta > 1$, а также с учетом формул (3.23) и (3.32) выражения для целевой функции и критерия осуществимости упрощаются и принимают вид

$$F = 2{,}2\alpha(1-\alpha)k_L\,\sigma; \qquad (3.55)$$

$$\sigma < \frac{\dfrac{t_ф}{t_и}\,\dfrac{\Delta U_2}{U_2}}{2{,}2\alpha(1-\alpha)k_L}. \qquad (3.56)$$

Сравнение формул (3.20), (3.53) и графиков на рис. 3.11 показывает, что целевая функция имеет минимальное значение при тех же коэффициентах затухания, при которых искажения фронта импульса минимальны. Таким образом, выбор установленных ранее оптимальных значений коэффициента затухания получает дополнительное обоснование.

3.9. КОРРЕКЦИЯ ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА

По различным причинам не всегда возможно спроектировать ИТ так, чтобы вносимые им искажения формы трансформированного импульса не превосходили допустимых. В таких случаях прибегают к коррекции формы импульса введением в трансформаторную цепь специальных корректирующих двухполюсников. Коррекция формы импульсов не имеет прямого отношения к проектированию ИТ, и поэтому здесь приведены только основные сведения о корректирующих двухполюсниках и их применении.

Характерное и трудноустранимое искажение формы трансформированного импульса – выброс напряжения на фронте. Устранить выброс можно, подключив параллельно нагрузке двухполюсник из последовательно соединенных резистора $R'_к$ и конденсатора $C'_к$ (рис. 3.29) или последовательно с нагрузкой – двухполюсник с параллельно соединенными резистором $R'_к$ и катушкой индуктивности $L'_к$ (рис. 3.30). Расчет параметров коррекции $R'_к$, $C'_к$ и $L'_к$ производится по методикам из работ [13, 14].

Недостатком схемы на рис. 3.29 является то, что к корректирующим элементам прикладывается полное напряжение импульса. Схема на рис. 3.30 свободна от этого недостатка, так как в ней корректирующие элементы находятся под воздействием только напряжения выброса. Однако эта схема недостаточно эффективна в генераторах с формирующими линиями, работающими на нелинейную нагрузку.

В некоторых случаях при проектировании ИТ целесообразно допустить возможность некоторого выброса напряжения и для его устранения применить кор-

ректирующий двухполюсник, как, например, в трансформаторных цепях с выраженной емкостной реакцией.

Все схемы коррекции выброса напряжения приводят к некоторому удлинению фронта импульса. Уменьшить удлинение фронта позволяет схема на рис. 3.31

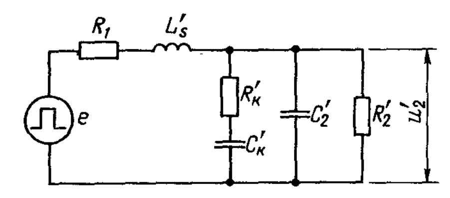


Рис. 3.29. Схема замещения ИТ с параллельной коррекцией фронта трансформированного импульса

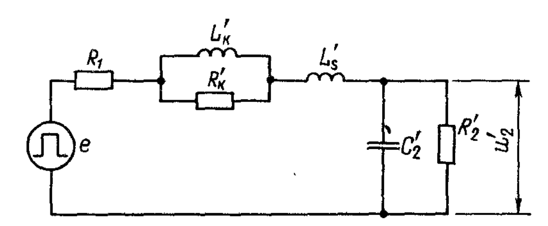


Рис. 3.30. Схема замещения ИТ с последовательной коррекцией фронта трансформированного импульса

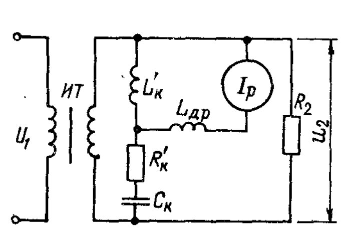


Рис. 3.31. Схема ИТ с нелинейной коррекцией фронта импульса

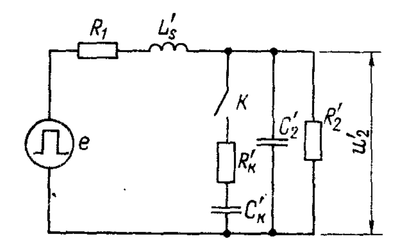


Рис. 3.32. Схема замещения ИТ с нелинейной коррекцией фронта импульса

с нелинейной индуктивностью $L'_к$, насыщение которой наступает на некотором, специально выбранном, уровне напряжения импульса [15]. Схема замещения приведена на рис. 3.32, где нелинейная индуктивность заменена коммутатором K, который включается на требуемом уровне напряжения. Примененне такой схемы полезно при нелинейных нагрузках.

Уменьшить снижение напряжения на вершине импульса можно, применяя корректирующий двухполюсник из параллельно соединенных сопротивления $R'_к$ и индуктивности $L'_к$, как показано в схеме замещения на рис. 3.33. Расчет параметров двухполюсника производится по специально разработанным графикам [16].

При работе ИТ на нелинейные виды нагрузок обычно значительно удлиняется срез импульса, что в ряде случаев недопустимо. Весьма эффективен и прост способ укорочения (уменьшения длительности) среза, основанный на использовании нелинейных свойств характеристики намагничивания МС при насыщении. Как

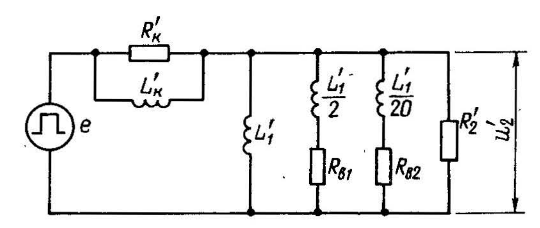


Рис. 3.33. Схема замещения ИТ с коррекцией вершины импульса

видно из формулы (3.40), длительность среза можно сократить, уменьшив в момент окончания импульса генератора индуктивность намагничивания ИТ. Путем такой регулировки размагничивающего тока, чтобы в этот момент наступало насыщение стали МС. В МС из электротехнических сталей индуктивиость можно уменьшить в 10^3 раз, в МС из пермаллоев – в 10^5 раз, вследствие чего удается сократить длительность среза иа один-два порядка. Однако вследствие уменьшения индуктивности намагничивания снижается коэффициент затухания трансформаторной цепи δ_1 при формировании среза импульса, что видно из формулы (3.36). Поэтому, как показывает решение уравнения (3.38), при коэффициентах затухания, меньших единицы, возникает выброс напряжения на срезе импульса – тем больший, чем меньше коэффициент затухания.

Необходимо отметить, что в большинстве случаев нагрузка обладает вентильными свойствами. Поэтому после уменьшения напряжения на срезе импульса до нуля рассеяние энергии, накопленной в электромагнитных элементах трансформаторной цепи прекращается и нагрузка перестает оказывать шунтирующее влияние. Вследствие этого коэффициент затухания дополнительно резко уменьшается, что еще более увеличивает выброс напряжения отрицательной полярности на срезе импульса.

Для устраиения выброса напряжения на срезе параллельно нагрузке устанавливается специальный, так называемый подавляющий диод. Полярность включения диода выбирается соответствующей поляриости напряжения выброса на срезе импульса. Это обеспечивает рассеяние энергии в цепи диода в течение выброса напряжения, благодаря чему коэффициент затухания увеличивается и амплитуда выброса уменьшается. Схемы включения и расчет цепи диода рассмотрены в специальной литературе по проектированию импульсных генераторов [17, 18]. Главные соображения по выбору диода и расчету цепи состоят в следующем: диод должен выдерживать с некоторым запасом, определяемым особенностями эксплуатации, полное напряжение импульса генератора; цепь диода должна рассеивать мощность, определяемую формулой $P_Д = W_{LC}F$, где W_{LC} – энергия, накоплеиная в трансформаторной цепи ко времени окончания импульса [см. формулу (3.43)].

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ОБМОТОК

4.1. СВЯЗЬ МЕЖДУ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ И КОНСТРУКТИВНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ. ИНДУКТИВНОСТЬ НАМАГНИЧИВАНИЯ

Из рассмотрения причин искажений трансформированного импульса следует, что все виды искажений определяются как заданными электромагнитными параметрами внешних частей трансформаторной цепи, так и электромагнитными параметрами схемы замещения собственно ИТ. Значения параметров схемы замещения ИТ (индуктивность намагничивания, индуктивность рассеяния и суммарная динамическая емкость обмоток) определяются электромагнитным расчетом, и очередной этап проектирования ИТ состоит в переходе от схемы замещения к конструкции. Главные размеры МС и обмоток должны быть выбраны так, чтобы обеспечить требуемые значения электромагнитных параметров схемы замещения ИТ и, по возможности, минимальное сопротивление обмоток. Для решения этой задачи необходимо установить функциональные связи между электромагнитными параметрами схемы замещения и размерами конструкции ИТ.

В настоящей главе рассматриваются принципы установления таких функциональных связей и приводятся формулы для расчета электромагнитных параметров схемы замещения по конструктивным параметрам для различных конструкций и схем обмоток ИТ, лежащие в основе конструктивного расчета ИТ.

Индуктивность определяется как отношение потокосцепления катушки к протекающему через катушку току, т. е. $L = \Psi/i = w\Phi_0/i$. В катушке с МС из стали, магнитная проницаемость которой велика по сравнению с магнитной проницаемостью воздуха, лишь незначительная часть магнитных силовых линий в виде потока рассеяния замыкается вне МС. Поэтому при определении индуктивности намагничивания ИТ можно считать, что весь магнитный поток сосредоточен в МС, поперечное сечение которой вдоль всей ее длины постоянно. Оба этих предположения справедливы для практических конструкций ИТ.

Для определения индуктивности намагничивания рассмотрим трансформатор, первичная обмотка которого содержит w_1 витков (рис. 4.1). Напряженность магнитного поля, которое создается намагничивающим током трансформатора вдоль элементарного слоя dx, лежащего в плоскости сечения набора пластин МС, согласно закону полного тока

$$H_x = \frac{i_1 w_1}{l_x} = \frac{i_1 w_1}{l_1\left[1 + \frac{x}{a}\left(\frac{l_2}{l_1} - 1\right)\right]}.$$

Магнитный поток в элементарном слое с учетом коэффициента заполнения сечения

$$d\Phi_x = \mu_0 \mu H_x b k_a dx = \frac{\mu_0 \mu b k_a i_1 w_1 dx}{l_1 \left[1 + \frac{x}{a}\left(\frac{l_2}{l_1} - 1\right)\right]} .$$

Из этого выражения индуктивность намагничивания определится формулой

$$L_1 = \frac{w_1 \Phi_0}{i_1} = \frac{w_1}{i_1} \int_0^a d\Phi_x = \frac{\mu_0 \mu w_1^2 a b k_a}{l_2 - l_1} \ln \frac{l_2}{l_1} . \qquad (4.1)$$

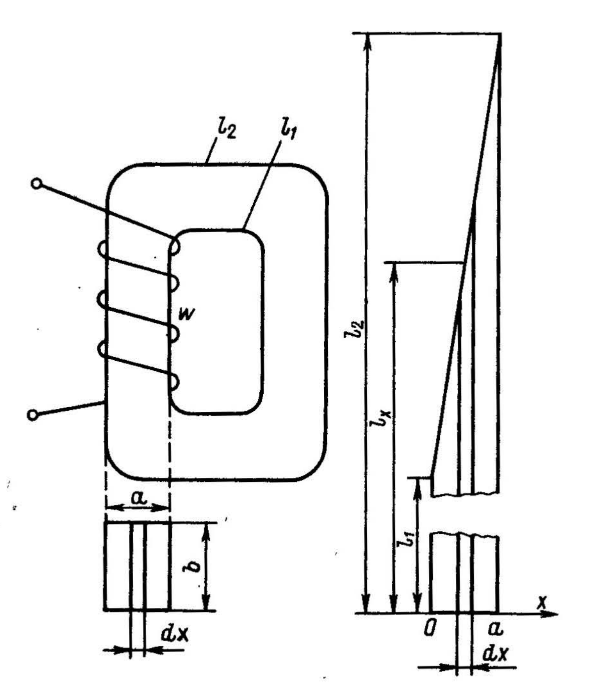


Рис. 4.1. Схема для определения индуктивности намагничивания

При $l_2/l_1 < 2$, что обычно для практики,

$$\frac{\ln \frac{l_2}{l_1}}{l_2 - l_1} \approx \frac{2}{l_1 + l_2} = \frac{1}{l} . \qquad (4.2)$$

Поэтому для вычисления индуктивности намагничивания обычно

пользуются упрощенной формулой, учитывающей соотношение (4.2):

$$L_1 = \frac{\mu_0 \mu w_1^2 S k_a}{l}. \qquad (4.3)$$

Упрощенная формула при $l_2/l_1 = 2$ дает результат всего лишь на 4% меньший, чем точная формула (4.1). С уменьшением отношения l_2/l_1 точность возрастает.

Формулы (4.1) и (4.3) получены в предположении, что магнитная проницаемость стали МС не зависит от магнитной индукции, что является определенным упрощением. В действительности, если ИТ работает в области индукций, где магнитная проницаемость увеличивается с повышением индукции, концентрация магнитного потока в области коротких силовых линий (во внутренней области МС) возрастает и фактическая индуктивность намагничивания оказывается больше вычисленной по формуле (4.3). При работе ИТ в области индукций, где магнитная проницаемость уменьшается с повышением индукции, действительная индуктивность оказывается меньше вычисленной. Однако расхождение, если нет насыщения стали МС, обычно невелико и не учитывается на практике.

Значительно более важно то, что при больших, близких к индукции насыщения, приращениях индукции насыщение стали во внутренней области МС наступает раньше, чем во внешней, где вследствие большей длины силовых линий напряженность магнитного поля меньше. По этой причине в мощных ИТ, режим работы которых характеризуется большими приращениями индукции, отношение l_2/l_1 приходится уменьшать примерно до 1,5, а в отдельных случаях и до меньших значений.

4.2. ИНДУКТИВНОСТЬ РАССЕЯНИЯ

Индуктивность рассеяния как сосредоточенный параметр удобно определять исходя из того обстоятельства, что магнитное поле рассеяния создается частью тока нагрузки. В этом магнитном поле сосредоточена магнитная энергия, которая может быть вычислена, если известны геометрические соотношения между отдельными элементами конструкции ИТ и ток нагрузки. С другой стророны, магнитная энергия выражается известным соотношением

$$W = L i^2/2. \qquad (4.4)$$

Таким образом, определив энергию поля рассеяния и зная ток нагрузки, из выражения (4.4) можно найти индуктивность, эквивалентную индуктивности рассеяния ИТ [2, 3, 7].

Расчет магнитного поля рассеяния облегчается тем, что для уменьшения индуктивности рассеяния в ИТ применяются обмотки относительно большой длины с минимальным, определяемым требованиями

достаточной электрической прочности изоляционными расстоянием между обмотками. Такие обмотки подобны длинным соленоидам, магнитное поле внутри которых отличается высокой степенью однородности. Это позволяет пренебречь краевым эффектом обмоток и считать магнитное поле однородным, что значительно упрощает расчеты как самого поля, так и сосредоточенной в нем энергии. Так как МДС первичной и вторичной обмотки вследствие малого рассеяния приблизительно равны и токи в обмотках обтекают МС в противоположных направлениях, то напряженность магнитного поля между обмотками примерно равна напряженности поля в соленоиде с таким же числом витков, а магнитная энергия поля рассеяния может считаться сосредоточенной

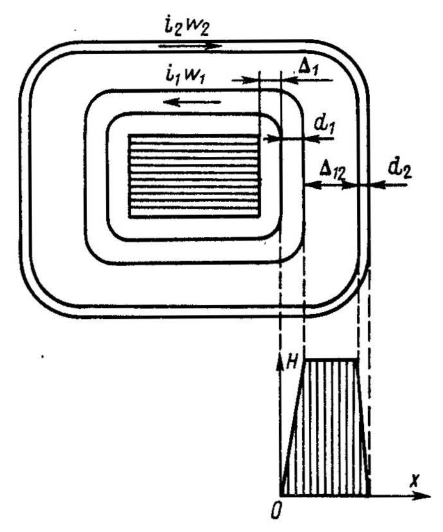


Рис. 4.2. Поперечное сечение трансформатора с цилиндрическими однослойными обмотками

в пространстве между обмотками. Что касается распределения тока в обмотках, то его плотность, вообще говоря, неодинакова по сечению провода каждой обмотки. При расчете могут быть приняты следующие допущения: 1) ток концентрируется на наружной поверхности провода первичной обмотки и на внутренней поверхности провода вторичной обмотки; 2) ток концентрируется в центральной части сечения проводов обмоток.

Реальное распределение тока – обычно среднее между указанными предельными. Так как диаметр или толщина проводов обмоток в ИТ, как правило, значительно меньше размера изоляционных промежутков, то предпосылка о наиболее вероятном – равномерном распределении тока в проводе не вносит чрезмерно большой погрешности.

С учетом изложенного вычислим индуктивность рассеяния ИТ с простейшими цилиндрическими однослойными обмотками (рис. 4.2). В соответствии с принятой предпосылкой о распределении токов напряженность магнитного поля в проводе первичной обмотки с размером d_1 равномерно нарастает в направлении x, остается постоянной в изоляционном промежутке размером Δ_{12} между обмотками и в проводе вторичной обмотки равномерно уменьшается до нуля. Если высота катушки h, то напряженность магнитного поля в различных элементах обмотки будет выражаться следующими формулами:

в проводе первичной обмотки

$$H_{1x} = \frac{i_1 w_1}{h} \frac{x}{d_1} = \frac{i_2 w_2}{h} \frac{x}{d_1};$$

в пространстве между обмотками

$$H_{12} = i_1 w_1 / h = i_2 w_2 / h;$$

в проводе вторичной обмотки

$$H_{2x} = \frac{i_2 w_2}{h} \left(1 - \frac{x}{d_2}\right).$$

Плотность энергии магнитного поля в воздухе и меди обмоток

$$W = HB/2 = \mu_0 H^2/2.$$

Энергия, сосредоточенная во всем объеме поля рассеяния,

$$W = \frac{\mu_0 h p}{2} \left[\int_0^{d_1} H_{1x}^2 dx + H_{12}^2 \Delta_{12} + \int_{d_1 + \Delta_{12}}^{d_1 + \Delta_{12} + d_2} H_{2x}^2 dx\right] =$$

$$= \frac{\mu_0 i_2^2 w_2^2 p}{2h} \left(\Delta_{12} + \frac{d_1 + d_2}{3}\right). \quad (4.5)$$

Из сопоставления формул (4.4) и (4.5) индуктивность рассеяния, приведенная к числу витков вторичной обмотки,

$$L_{s(2)} = \frac{\mu_0 w_2^2 p}{h} \left(\Delta_{12} + \frac{d_1 + d_2}{3}\right);$$

учитывая, что $w_2 = n w_1$, после приведения к виткам первичной обмотки получим

$$L_{s(1)} = L_s = \frac{\mu_0 w_1^2 p}{h} \left(\Delta_{12} + \frac{d_1 + d_2}{3}\right). \quad (4.6)$$

В практических расчетах, особенно при выявлении общих для ИТ закономерностей, удобно оперировать условной толщиной главной

изоляции обмоток:

$$\Delta_2 = U_2 / E_\Delta, \tag{4.7}$$

где E_Δ – допустимая напряженность электрического поля в изоляционных промежутках обмоток (поперечная напряженность электрического поля).

Приводя формулу (4.6) к толщине главной изоляции, получим

$$L_s = L_{s0} F_L, \tag{4.8}$$

где с учетом формул (1.13) и (2.3)

$$L_{s0} = \frac{\mu_0 w_1^2 p \Delta_2}{h} = \frac{\mu_0 k_p U_1^2 t_и^2\ \Delta_2}{\lambda k_а^2 \Delta B^2 V}\ \frac{k_s\sqrt{S} + g\Delta_2}{S} \tag{4.9}$$

представляет собой индуктивность рассеяния простейшего идеализированного ИТ с однослойными цилиндрическими обмотками из бесконечно тонких проводов, рассчитанного на напряжение между обмотками, равное высшему вторичному напряжению.

В формуле (4.8) множитель

$$F_L = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_2} + \frac{d_1 + d_2}{3\Delta_2}$$

представляет собой коэффициент, которым учитываются схемные и конструктивные особенности реальных обмоток.

Введение в рассмотрение такого идеализированного ИТ придает формулам для расчета электромагнитных параметров ИТ единообразный универсальный характер и позволяет сопоставлять значения этих параметров при разных конструкциях и схемах обмоток. В мощных высоковольтных ИТ, где вторичное напряжение намного больше первичного и толщина изоляции между обмотками велика по сравнению с толщиной проводов обмоток, формула (4.9) имеет и самостоятельное значение, так как достаточно точна для практических расчетов.

Обращает на себя внимание то, что индуктивность рассеяния обратно пропорциональна объему МС, т. е. уменьшение индуктивности рассеяния требует увеличения объема МС.

Рассмотрим более сложную цилиндрическую вторичную обмотку, содержащую m слоев с числом витков w_2/m в каждом слое (рис. 4.3 и 4.4). Такого типа обмотки применяются в повышающих ИТ, когда $n \gg 1$.

Напряженность магнитного поля в проводе первичной обмотки и в изоляционном промежутке между обмотками будет такой же, как и в рассмотренном ранее случае. В проводах d_{2k} различных слоев вторичной обмотки и изоляционных промежутках Δ_{2k} между слоями напряженность магнитного поля постепенно уменьшается. Так, в изоляционном промежутке Δ_{21} между первым и вторым слоем вторичной

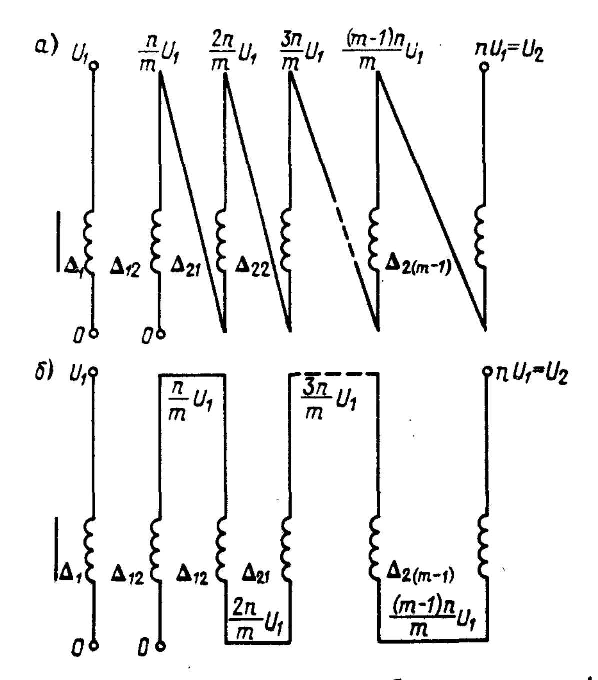


Рис. 4.3. Соединение слоев в многослойной обмотке при трансформаторном включении

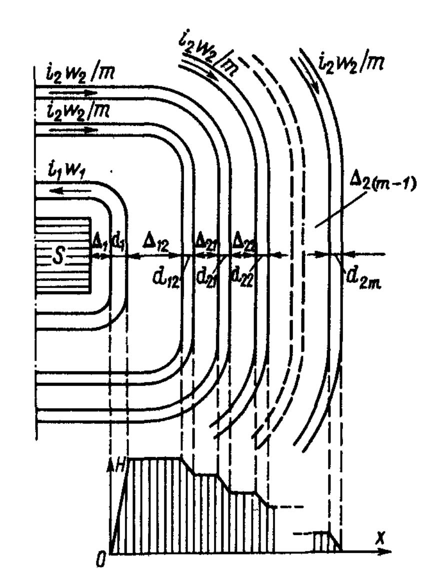


Рис. 4.4. Поперечное сечение трансформатора с цилиндрическими многослойными обмотками

обмотки напряженность магнитного поля возникает от МДС не всех m слоев вторичной обмотки, а только $m-1$ слоев, в промежутке между вторым и третьим слоем – только $m-2$ слоев и т. д.; в последнем изоляционном промежутке Δ_{m-1} – от МДС только последнего слоя.

Таким образом, в первом изоляционном промежутке вторичной обмотки (Δ_{21})

$$H_{21} = \frac{i_2 w_2}{h\,m}(m-1);$$

во втором промежутке (Δ_{22})

$$H_{22} = \frac{i_2 w_2}{h\,m}(m-2);$$

в произвольно выбранном промежутке (Δ_{2k})

$$H_{2k} = \frac{i_2 w_2}{h\,m}(m-k).$$

Суммирование магнитной энергии, сосредоточенной во всех изоляционных промежутках вторичной обмотки, приводит к следующему выражению:

$$\sum_{k=1}^{m-1} W_{2k} = \frac{\mu_0 i_2^2 w_2^2 p}{2m^2 h}\sum_{k=1}^{m-1}\Delta_{2k}(m-k)^2.$$

Аналогично в проводах вторичной обмотки

$$H_{21x} = \frac{i_2 w_2}{h\,m}\left(m - \frac{x}{d_{21}}\right);$$

$$H_{22x} = \frac{i_2 w_2}{h\,m}\left(m - 1 - \frac{x}{d_{22}}\right);$$

$$H_{2kx} = \frac{i_2 w_2}{hm}\left(m - k - \frac{x}{d_{2k}}\right);$$

$$H_{2mx} = \frac{i_2 w_2}{h\,m}\,\frac{x}{d_{2m}}.$$

Суммирование энергии, сосредоточенной в проводах вторичной обмотки, приводит к выражению

$$\sum_{k=0}^{m-1} W_{d2k} = \frac{\mu_0 i_2^2 w_2^2 p}{2h\,m^2}\sum_{k=0}^{m-1}\int_0^{d_2k}\left(m-k-\frac{x}{d_{2k}}\right)^2 dx =$$

$$= \frac{\mu_0 i_2^2 w_2^2 p}{3\cdot 2h}\sum_{k=0}^{m-1} d_{2k}\,f(k,m),$$

где $f(k, m) = 3\left(1 - \frac{k}{m}\right)\left(1 - \frac{k+1}{m}\right) + \frac{1}{m^2}$.

Суммируя энергию, сосредоточенную во всех элементах обмотки трансформатора, и сопоставляя ее выражение с формулой для магнитной энергии (4.4), получим следующее выражение для индуктивности рассеяния обмоток трансформатора (рис. 4.3):

$$L_{s(2)} = \frac{\mu_0 w_2^2 p}{h}\left[\Delta_{12} + \frac{1}{m^2}\sum_{k=1}^{m-1}\Delta_{2k}(m-k)^2 + \frac{d_1}{3} + \frac{1}{3}\sum_{k=0}^{m-1} d_{2k} f(k,m)\right]$$

или, после приведения к числу витков первичной обмотки, —

$$L_s = L_{s0} F_L, \tag{4.10}$$

где

$$F_L = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_2} + \frac{1}{\Delta_2 m^2}\sum_{k=1}^{m-1}\Delta_{2k}(m-k)^2 + \frac{d_1}{3\Delta_2} + \frac{1}{3\Delta_2}\sum_{k=0}^{m-1} d_{2k} f(k,m).$$

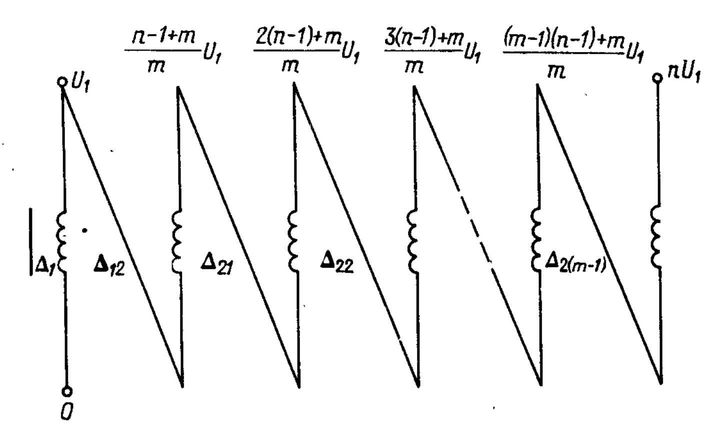


Рис. 4.5. Соединение слоев в многослойной обмотке при автотрансформаторном включении

Подобным методом может быть вычислена индуктивность рассеяния при произвольном взаимном расположении элементов цилиндрических обмоток. Можно также показать, что при автотрансформаторном включении обмоток (рис. 4.5) индуктивность рассеяния уменьшается

в $(n-1)^2/n^2$ раз по сравнению с рассмотренными случаями трансформаторного включения.

Следует отметить, что полученные формулы справедливы, когда суммарный габарит намотки $\Delta = \Delta_1 + d_1 + \Delta_{12} + \Sigma(\Delta_{2k} + d_{2k}) \ll h$ и все слои первичной и вторичной обмотки расположены строго один над другим. При взаимном смещении слоев по оси намотки или при уменьшении длины слоев по мере приближения к наружному слою (с увеличением номера слоя) индуктивность рассеяния увеличивается.

Отметим также некоторые факторы, влияющие на индуктивность рассеяния и трудно учитываемые при аналитическом расчете. Как показывает опыт, индуктивность рассеяния почти ие зависит от магнитной проницаемости МС. Однако само наличие МС с $\mu \gg 1$ несколько (незначительно) увеличивает индуктивность рассеяния.

С уменьшением отношения диаметра провода к шагу намотки при неизменной длине катушки также увеличивается индуктивность рассеяния, что трудно поддается аналитическому учету. Некоторое представление о влиянии коэффициента заполнения обмотки проводом на индуктивность рассеяния дает нормализованная кривая $k_L(k_{d_2})$, построенная на основе экспериментально определенных значений индуктивности рассеяния в цилиндрической однослойной обмотке без МС (рис. 4.6). В процессе измерений индуктивности рассеяния коэффициент

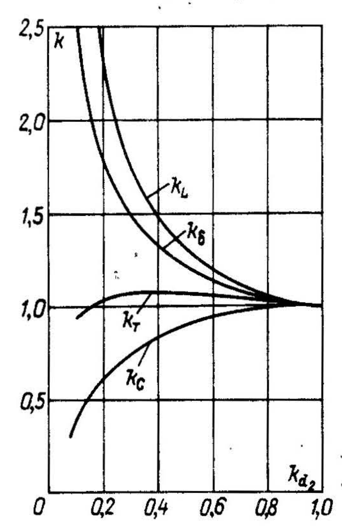


Рис. 4.6. Влияние шага намотки на электромагнитные параметры цилиндрических обмоток

заполиения первичной обмотки проводом $k_{d_1} = d_1/h_{н1} \approx 0,9$ ($h_н$ – шаг намотки) был постоянным. Длина, средний периметр, число витков обмоток и толщина изоляциоиного промежутка Δ_{12} между обмотками также были постоянными. Коэффициент заполнения вторичной обмотки $k_{d_2} = d_2/h_{н2}$ уменьшался путем сокращения числа параллельно включенных проводов во вторичиой обмотке. Нормализация произведена по отношению к значеиию индуктивности рассеяния

при $k_{d_2} = 0{,}9$. Ход кривой k_L указывает на резкий рост индуктивности рассеяния при $k_{d_2} < 0{,}5$.

Влияние различных трудноучитываемых факторов придает особое значение экспериментальному определению индуктивности рассеяния ИТ.

4.3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ЕМКОСТИ

Замена распределенных емкостей обмоток ИТ сосредоточенными основана на том же энергетическом принципе, что и расчет индуктивностей рассеяния. Если известны геометрия обмоток и распределение напряжения на них, то можно вычислить энергию электрического поля, сосредоточенного между соответствующими элементами конструкции ИТ. Приравнивая энергию, рассчитанную таким образом, энергии

$$W = C_{\text{т}} U_1^2 / 2,$$

выраженной через сосредоточенную емкость и напряжение на первичной обмотке, можно определить сосредоточенную емкость как энергетически эквивалентную распределенной, приведенную к напряжению первичной обмотки.

Определенная таким образом емкость носит название динамической емкости.

Вычислим динамические емкости ИТ с многослойными цилиндрическими обмотками, слои которых соединены по схемам на рис. 4.3 и 4.5, полагая, как это обычно и бывает на практике, что МС и начало первичной и вторичной обмоток имеют нулевой потенциал. Если бы между первичной обмоткой и МС действовало постоянное напряжение, то при $h \gg \Delta_1$, что обычно выполняется в ИТ, электрическое поле в изоляционном промежутке Δ_1 было бы практически однородным. По этой причине первичная обмотка и МС могли бы рассматриваться как эквипотенциальные поверхности конденсатора с параллельными пластинами. Емкость такого конденсатора выражается известной формулой

$$C = \epsilon_0 \epsilon S / \Delta_1 = \epsilon_0 \epsilon p h / \Delta_1,$$

где ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость материала изоляции.

Однако, вследствие того что на первичной обмотке ИТ импульсное напряжение, она не может рассматриваться как эквипотенциальная поверхность. Поэтому при расчете емкости необходимо учитывать распределение напряжения в обмотке, имеющее сложный пространственно-временной характер, который обусловлен распределенным характером индуктивности, емкости, сопротивления обмотки, и взаимной индуктивности витков [8]. Картина распределения напряжения непрерывно меняется во времени – до тех пор, пока не закончится

формирование фронта импульса, и только после этого напряжение линейно распределится вдоль обмотки. Однако с целью упрощения вычисления емкости принимают линейное распределение напряжения [2, 3, 7]. Оправданием такому предположению служит то обстоятельство, что другими способами не удается представить распределенную емкость в виде сосредоточенной. С другой стороны, накопленный опыт проектирования ИТ с МС показывает, что такой подход не сопровождается чрезмерно грубыми ошибками.

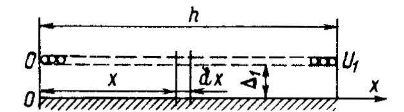


Рис. 4.7. Первичная обмотка ИТ

При равенстве потенциалов начала первичной обмотки и МС напряжение по длине обмотки равномерно нарастает от нуля в начале обмотки до U_1, как показано на рис. 4.7. На расстоянии x от начала обмотки $U_{1x} = U_1 x/h$. Элементарная емкость участка обмотки dx

$$dC_{1x} = \epsilon_0 \epsilon p dx/\Delta_1,$$

а энергия, сосредоточенная в элементарной емкости, –

$$dW_{1x} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p U_{1x}^2 dx}{2\Delta_1}.$$

Полная энергия, сосредоточенная в пространстве между первичной обмоткой и МС, при этом составит

$$W_1 = \frac{\epsilon_0 \epsilon p U_1^2}{2\Delta_1 h^2} \int_0^h x^2 dx = \frac{C_{1\text{т}} U_1^2}{2}.$$

Из последнего выражения можно найти динамическую емкость первичной обмотки

$$C_{1\text{т}} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3\Delta_1}. \qquad (4.11)$$

Таким образом, динамическая емкость первичной обмотки в три раза меньше статической емкости.

Определим теперь динамическую емкость между обмотками для трансформаторного включения обмоток по схемам на рис. 4.3. (Эта емкость складывается из емкости между первичной обмоткой и первым слоем вторичной, а также емкости между слоями вторичной обмотки.) При этом возможны два способа включения вторичной обмотки:

направление намотки вторичной обмотки совпадает с направлением намотки первичной, и напряжения на первичной и вторичной совпа-

дают по фазе; такое включение обмоток будет в дальнейшем называться согласным;

направление намотки вторичной обмотки противоположно направлению намотки первичной, и напряжения на первичной и вторичной обмотках находятся в противофазе; такое включение обмоток будет в дальнейшем называться встречным.

Способы включения обмоток существенно влияют на распределение напряжения между ними. Обращаясь к рис. 4.8, можно определить,

Рис. 4.8. Первичный слой многослойной обмотки ИТ

что при согласном и встречном включении напряжение между обмотками при $n/m < 1$ изменяется по закону

$$U_{12x} = U_{1x} - U_{2x} = U_1 \frac{x}{h} \left(1 \mp \frac{n}{m}\right),$$

где знак "минус" соответствует согласному, а знак "плюс" – встречному включению обмоток.

При $n/m > 1$

$$U_{12x} = U_1 \frac{x}{h} \left(\frac{n}{m} \mp 1\right).$$

В частном случае, когда $n = m$, напряжение $U_{12x} = 0$ и при согласном включении обмоток в пространстве между ними электрическая энергия не запасается, динамическая емкость между обмотками отсутствует.

Составляя выражение для энергии, сосредоточенной в пространстве между первичной и вторичной обмотками, по аналогии с ранее рассмотренным, имеем:

при $n > m$

$$W_{12} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p}{2\Delta_{12} h^2} \left(\frac{n}{m} \mp 1\right)^2 U_1^2 \int_0^h x^2 dx = \frac{C_{12\text{т}} U_1^2}{2}$$

или

$$C_{12\text{т}} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3\Delta_{12}} \left(\frac{n}{m} \mp 1\right)^2; \qquad (4.12)$$

при $n < m$

$$C_{12\text{т}} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3\Delta_{12}} \left(1 \mp \frac{n}{m}\right)^2. \qquad (4.13)$$

Из формул (4.12) и (4.13) видно, что при встречном включении обмоток и любых соотношениях значений n и m междуобмоточная емкость всегда больше емкости при согласном включении. При обоих видах включения и $n > m$ с увеличением коэффициента трансформации междуобмоточная емкость быстро возрастает примерно пропорционально n^2.

Определим далее междуслоевую емкость вторичной обмотки. Из схемы трансформатора (рис. 4.3, *а*) видно, что во всех изоляционных промежутках вторичной обмотки действует одинаковое по высоте обмотки напряжение $U_1 n/m$. Поэтому в произвольно взятом промежутке энергия электрического поля

$$W_{2k} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon p h\, n^2 U_1^2}{2\Delta_{2k} m^2} = \frac{C_{2k} U_1^2}{2}$$

или

$$C_{2k} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon p h n^2}{\Delta_{2k} m^2}\,. \qquad (4.14)$$

Полная емкость вторичной обмотки при этом

$$C_{2\text{т}} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon p h n^2}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} \frac{1}{\Delta_{2k}}\,, \qquad (4.15)$$

а общая динамическая емкость трансформатора –

$$C_\text{т} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon p h}{3} \left[\frac{1}{\Delta_1} + \frac{1}{\Delta_{12}} \left(\frac{n}{m} \mp 1 \right)^2 + \frac{3n^2}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} \frac{1}{\Delta_{2k}} \right] \qquad (4.16)$$

при $n > m$;

$$C_\text{т} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon p h}{3} \left[\frac{1}{\Delta_1} + \frac{1}{\Delta_{12}} \left(1 \mp \frac{n}{m} \right)^2 + \frac{3n^2}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} \frac{1}{\Delta_{2k}} \right] \qquad (4.17)$$

при $n < m$.

В схеме трансформатора на рис. 4.3, *б* во всех изоляционных промежутках вторичной обмотки действует изменяющееся по длине намотки напряжение. Нетрудно найти, что закон изменения напряжения выражается формулой

$$U_{2x} = \frac{2nU_1 x}{mh}\,.$$

Согласно изложенной выше методике определения динамической

емкости

$$C_{2k} = \frac{4\epsilon_0 \epsilon p h n^2}{3\,\Delta_{2k} m^2}; \quad C_{2\text{т}} = \frac{4\epsilon_0 \epsilon p h n^2}{3m^2} \sum_{k=1}^{m-1} \frac{1}{\Delta_{2k}}$$

и общая динамическая емкость трансформатора

$$C_\text{т} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3} \left[\frac{1}{\Delta_1} + \frac{1}{\Delta_{12}} \left(\frac{n}{m} \mp 1 \right)^2 + \frac{4n^2}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} \frac{1}{\Delta_{2k}} \right] \tag{4.18}$$

при $n > m$;

$$C_\text{т} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3} \left[\frac{1}{\Delta_1} + \frac{1}{\Delta_{12}} \left(1 \mp \frac{n}{m} \right)^2 + \frac{4n^2}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} \frac{1}{\Delta_{2k}} \right] \tag{4.19}$$

при $n < m$.

Создается впечатление, что схема на рис. 4.3, *б* хуже, чем схема на рис. 4.3, *а*, так как отличается большей емкостью вторичной обмотки. В действительности, однако, это не так. Поскольку максимальное напряжение, действующее между слоями вторичной обмотки в схеме на рис. 4.3, *а*, вдвое выше, чем в схеме на рис. 4.3, *б*, все изоляционные промежутки вторичной обмотки в схеме на рис. 4.3, *б* для обеспечения равной электрической прочности также должны быть удвоены по размеру. Поэтому динамическая емкость такого трансформатора в действительности несколько меньше емкости трансформатора по схеме на рис. 4.3, *а*.

Пользуясь изложенной методикой, нетрудно показать, что при автотрансформаторном согласном включении обмоток по схеме на рис. 4.5 (встречное включение обмоток автотрансформатора не имеет смысла) динамические емкости при $n > 1$ выразятся следующими формулами:

$$C_{1\text{a}} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3\Delta_1};$$

$$C_{12\text{a}} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3\Delta_{12}} \left[\left(\frac{n-1}{m} \right)^2 + \frac{n-1}{m} + 1 \right];$$

$$C_{2\text{a}} = \epsilon_0 \epsilon p h \left(\frac{n-1}{m} \right)^2 \sum_{k=1}^{m-1} \frac{1}{\Delta_{2k}}$$

или

$$C_a = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h}{3} \left\{ \frac{1}{\Delta_1} + \frac{1}{\Delta_{12}} \left[\left(\frac{n-1}{m} \right)^2 + \frac{n-1}{m} + 1 \right] + \right.$$

$$\left. + 3 \left(\frac{n-1}{m} \right)^2 \sum_{k=1}^{m-1} \frac{1}{\Delta_{2k}} \right\}. \qquad (4.20)$$

Подобным образом могут быть рассчитаны динамические емкости при любом включении слоев цилиндрических обмоток.

При уменьшении отношения диаметра провода к шагу намотки уменьшается емкость обмотки. Представление о степени этого уменьшения дает кривая k_C на рис. 4.6. На том же графике построена кривая $k_T = k_L k_C$, показывающая, что при измеиеиии шага намотки произведение $L_s C_T$ остается практически постоянным.

Таким образом, изменение шага намотки не приводит к существениому изменению высокочастотной постоянной времени трансформатора $T = \sqrt{L_s C_T}$ и по этой причиие не вызывает дополнительного удлинеиия фроита импульса. Однако с изменеиием шага намотки резко изменяется отношение L_s/C_T, определяющее коэффициент затухания трансформаториой цепи δ (кривая k_δ иа рис. 4.6).

В связи с тем что параметр δ существенио влияет иа характер переходного процесса в трансформаторной цепи, изменение искажений импульса в зависимости от шага намотки связано имеино с изменением δ. С другой стороны, рациональным выбором шага намотки можно получить необходимое значение δ без существеиного увеличения постоянной времени.

Формулы для расчета динамической емкости обмоток также удобно привести к толщине главной изоляции обмоток. Если сделать такое приведение для суммарной емкости ИТ со схемой на рис. 4.3, *а*, эту емкость можно выразить формулой

$$C_T = C_{T0} F_C, \qquad (4.21)$$

где после формальных преобразований величина

$$C_{T0} = \frac{\epsilon_0 \epsilon p h n^2}{3\Delta_2} = \frac{\epsilon_0 \epsilon k_p \lambda n^2 V}{3\Delta_2} \; \frac{k_s\sqrt{S} + g\Delta_2}{S} \qquad (4.22)$$

представляет собой динамическую емкость между обмотками простейшего идеализированного ИТ с однослойными цилиндрическими первичной и вторичной обмотками при $n \gg 1$.

Множитель

$$F_C = \frac{1}{n^2} \left[\frac{\Delta_2}{\Delta_1} + \frac{\Delta_2}{\Delta_{12}} \left(\frac{n}{m} \mp 1 \right)^2 + \frac{3n^2}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} \frac{\Delta_2}{\Delta_{2k}} \right] \qquad (4.23)$$

в рассматриваемом случае (при $n > m$) является коэффициентом, учитывающим конструктивные и схемные особенности обмоток.

Точно так же, как и при расчете индуктивности рассеяния мощных высоковольтных ИТ, формула (4.23) имеет и самостоятельное значение, поскольку в этих ИТ междуобмоточная емкость намного больше других емкостей обмоток.

Обращает на себя внимание то, что в отличие от индуктивности рассеяния динамическая емкость обмоток пропорциональна объему МС.

4.4. СОПРОТИВЛЕНИЕ

Обычно число витков в обмотках ИТ относительно невелико и сопротивление обмоток значительно меньше внутреннего сопротивления генератора импульсов и сопротивления нагрузки. Поэтому сопротивление обмоток практически не влияет на КПД импульсной установки и не определяет КПД ИТ. Однако его приходится принимать во внимание по причине значительного влияния на тепловой режим как собственно обмоток, так и ИТ в целом, особенно мощных или работающих при большой частоте повторения импульсов.

При периодической последовательности коротких импульсов тока в обмотках необходимо различать сопротивление постоянному току r_{01}, r_{02} и сопротивление переменному (или пульсирующему) току r_1, r_2. Сопротивлениями r_{01} и r_{02} определяются потери в обмотках в паузе между импульсами, когда происходит заряд накопителя энергии импульсного генератора (медленно протекающий процесс). Сопротивлениями r_1 и r_2 определяются потери в обмотках при протекании импульсов тока генератора и нагрузки. Сопротивление постоянному току зависит от материала, размеров и температуры проводов обмотки, а сопротивление переменному току, кроме того, – от поверхностного эффекта в собственно проводах и обмотке в целом, возникающего под воздействием быстро изменяющегося магнитного поля рассеяния.

Сопротивление постоянному току рассчитывается по элементарной формуле

$$r_0 = \rho_\Theta \frac{l}{S_М}, \qquad (4.24)$$

где $\rho_\Theta = \rho_0 [1 + 0{,}004(\Theta - 15)]$; $\rho_0 = 1{,}75 \cdot 10^{-8}$ Ом · м при температуре 15°С; Θ – температура, °С; l и $S_М$ – длина и площадь поперечного сечения провода.

Полагая рабочую температуру обмоток равной 75 °С, что более или менее характерно для режимов работы ИТ, получим

$$r_0 = 2{,}17 \cdot 10^{-8} \frac{wp}{S_М}.$$

С учетом поверхностного эффекта сопротивление переменному току провода круглого сечения при протекании через него синусоидального тока частотой f выражается с помощью функций Бесселя аргумента

$$Z = 1{,}4d\sqrt{f/\rho},$$

где d – диаметр провода [3].

При протекании прямоугольных импульсов тока аргумент функций Бесселя можно связать с длительностью импульса приближенной формулой, которая для температуры 75 °С имеет вид [3]

$$Z = 6d/\sqrt{t_{и}}.$$

Это позволяет на основании точного решения задачи о влиянии поверхностного эффекта собственно проводов при синусоидальном токе на сопротивление переменному току найти соответствующее приближенное решение для импульсного режима. С приемлемой для практических целей точностью увеличение сопротивления уединенного прямого провода круглого сечения при поверхностном эффекте можно определить по заимствованному из работы [3] графику (рис. 4.9). Что каса-

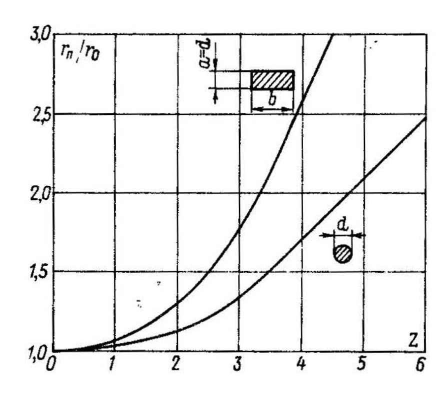


Рис. 4.9. Относительное увеличение сопротивления проводов при поверхностном эффекте

ется проводов прямоугольного сечения, удовлетворительного решения соответствующей задачи для импульсного режима работы пока не найдено. Приближенно увеличение сопротивления такого провода при $b > 2a$ можно определить по графику на рис. 4.9, полученному посредством интерполяции данных [3, 19, 20].

Определить увеличение сопротивления проводов обмоток вследствие поверхностного эффекта самой обмотки в импульсном режиме – еще более сложная задача, которая, насколько известно, не решена. Поэтому единственно целесообразным и относительно достоверным представляется решение этой задачи по методике расчета дополнительных потерь в обмотках силовых трансформаторов [20], апробированной многолетним и масштабным производством силовых трансформаторов.

Применительно к ИТ на основании работы [20] и с учетом работы [3] для усредненного увеличения (вследствие поверхностного эффекта обмотки) сопротивления проводов круглого и прямоугольного сечения можно получить следующие формулы:

$$k_{\text{п.о}} = \frac{r_{\text{п.о}}}{r_0} = 1 + 11{,}5 \cdot 10^{-14} \left(\frac{k_0 d^2}{t_{\text{и}} \rho}\right)^2 (n^2 - 0{,}2); \qquad (4.25)$$

$$k_{\text{п.о}} = \frac{r_{\text{п.о}}}{r_0} = 1 + 24{,}9 \cdot 10^{-14} \left(\frac{k_0 a^2}{t_{\text{и}} \rho}\right)^2 (n^2 - 0{,}2), \qquad (4.26)$$

где k_0 – коэффициент заполнения обмотки проводом; n – число слоев провода в обмотке; для однослойных обмоток второй член в формулах должен быть умножен на 0,8.

Из формул видно, что в однослойных обмотках поверхностный эффект обмотки минимален и, следовательно, для его уменьшения целесообразно применять именно простейшие однослойные обмотки.

В конечном итоге сопротивление переменному току можно рассчитывать по формуле

$$r = \rho \frac{wp}{S_{\text{м}}} k_{\text{п.п}} k_{\text{п.о}},$$

где коэффициенты поверхностного эффекта провода и обмотки $k_{\text{п.п}}$ и $k_{\text{п.о}}$ определены описанным способом.

В связи с изложенным уместно отметить, что при расчете сопротивления переменному току принят ряд допущений, степень обоснованности которых практически не исследована. Так например, введение в рассмотрение синусоидального процесса, эквивалентного импульсному [3], нуждается в более строгом обосновании.

4.5. ЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ ОБМОТКИ

Наибольшее распространение в ИТ получили цилиндрические обмотки, так как они обладают малой индуктивностью рассеяния, конструктивно просты и технологичны. В зависимости от назначения ИТ и предъявляемых к его параметрам требований цилиндрические обмотки могут иметь различное число и взаимное расположение слоев и секций, а также различные схемы их соединения. Применяется как трансформаторное, так и автотрансформаторное включение обмоток, причем последнее – ввиду того что при небольших коэффициентах трансформации ($n < 5$) можно уменьшить индуктивность рассеяния ИТ.

Обмотки могут быть однослойными и многослойными и располагаться как на одном, так и на обоих стержнях МС. Предпочтение обычно отдается однослойным обмоткам, так как они проще в изготовлении

и надежнее при эксплуатации. Для уменьшения индуктивности рассеяния и более полного использования длины МС обмотки обычно располагают на обоих стержнях.

При составлении схемы соединения и размещении секций и слоев обмоток исходят из требований минимальной разности потенциала

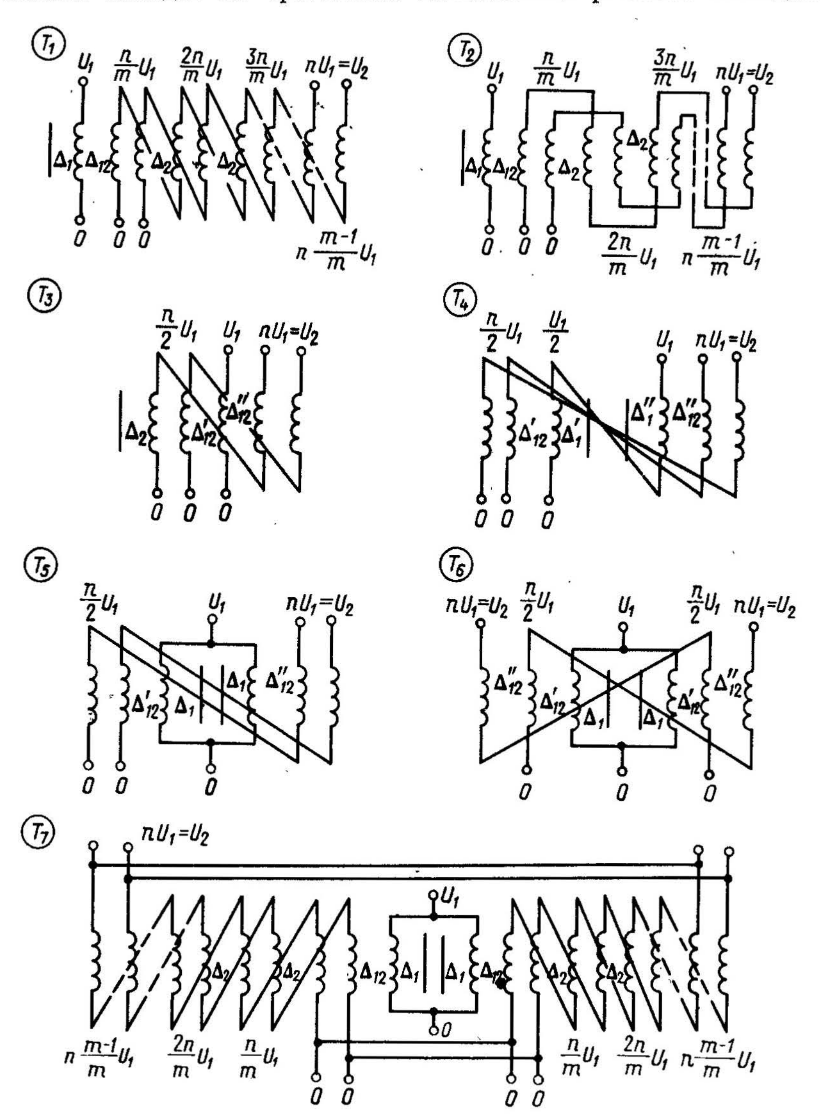


Рис. 4.10. Типовые схемы обмоток ИТ

между обмотками, между обмотками и МС, а также минимальных габаритов ИТ с учетом требований к электрической прочности, индуктивности рассеяния и динамическим емкостям.

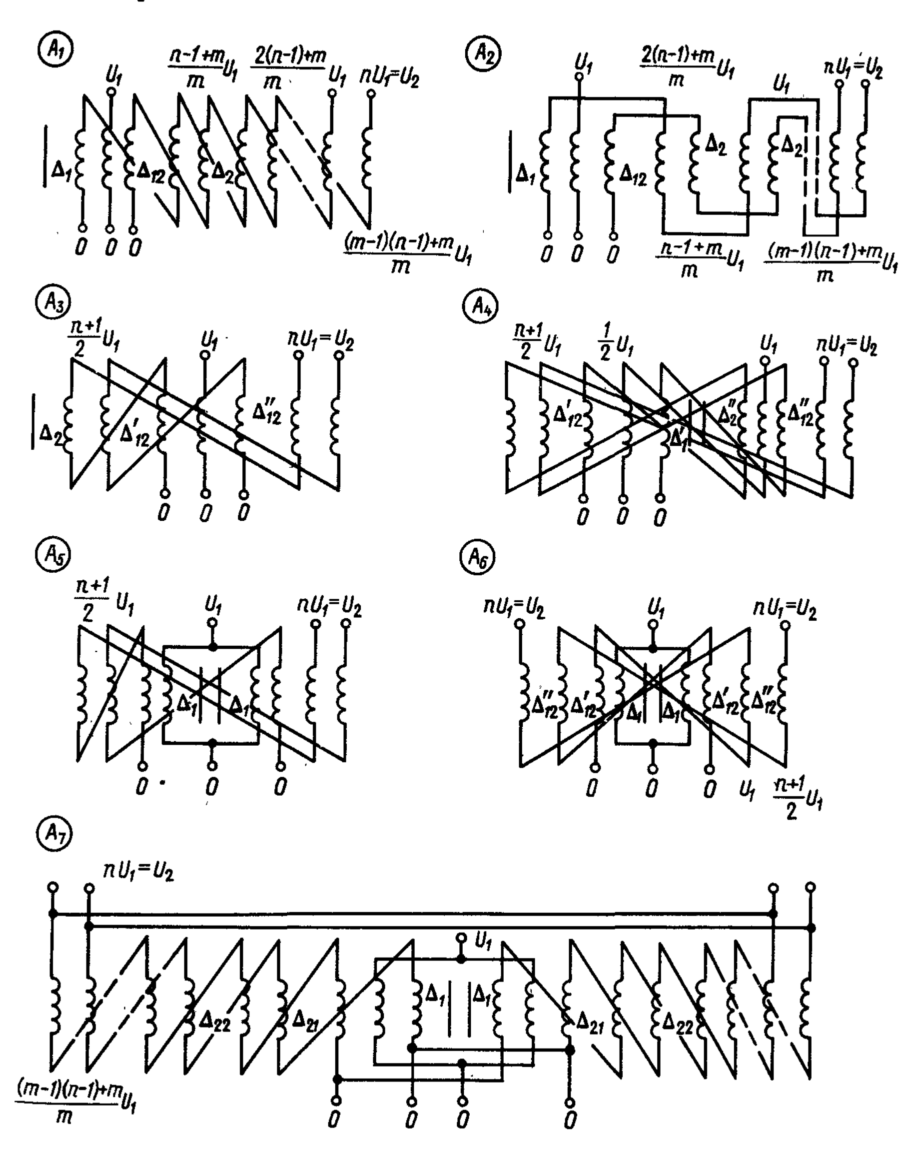


Рис. 4.11. Типовые схемы обмоток импульсных автотрансформаторов

Практикой проектирования ИТ различных параметров и назначения выделен ряд типовых схем в соединения секций и слоев, где эти общие принципы удовлетворяются более или менее полно. Такие схемы трансформаторов (индекс T) и автотрансформаторов (индекс A) приведены на рис. 4.10 и 4.11, а в табл. 4.1

Таблица 4.1. **Выражения для электромагнитных параметров трансформаторов (рис. 4.10)**

Индекс	$F_L \Delta_2$	$F_C n^2 / \Delta_2$
T_1	$\Delta_{12} + \frac{\Delta'_2}{m^2} \sum_{k=1}^{m-1} (m-k)^2 + \frac{d_1 + 2md_2}{3}$	$\frac{1}{\Delta_1} + \frac{(n \mp m)^2}{m^2 \Delta_{12}} + \frac{3n^2(m-1)}{m^2 \Delta'_2}$
T_2		$\frac{1}{\Delta_1} + \frac{(n \mp m)^2}{m^2 \Delta_{12}} + \frac{4n^2(m-1)}{m^2 \Delta'_2}$
T_3	$\frac{1}{4}\left(\Delta'_{12} + \Delta''_{12} + \frac{d_1 + 4d_2}{3}\right)$	$\frac{(n \mp 2)^2}{4\Delta'_{12}} + \frac{6n^2 \mp 6n + (n \mp 2)^2}{4\Delta''_{12}} + \frac{n^2}{4\Delta'_2}$
T_4	$\frac{1}{4}\left(\Delta'_{12} + \Delta''_{12} + \frac{d_1 + 2d_2}{3}\right)$	$\frac{1}{4\Delta'} + \frac{7}{4\Delta''_1} + \frac{1}{4}\left(\frac{1}{\Delta'_{12}} + \frac{7}{\Delta''_{12}}\right) \times (n \mp 1)^2$
T_5		$\frac{2}{\Delta_1} + \frac{(n \mp 2)^2}{4\Delta'_{12}} + \frac{6n^2 \mp 6n + (n \mp 2)^2}{4\Delta''_{12}}$
T_6	$\frac{1}{2}\left(\Delta'_{12} + \frac{\Delta''_{12}}{4} + \frac{d_1 + 2d_2}{3}\right)$	$\frac{2}{\Delta_1} + \frac{(n \mp 2)^2}{2\Delta'_{12}} + n^2 \frac{6 \mp 3 + (1 \mp 1)^2}{2\Delta''_{12}}$
T_7	$\frac{\Delta_{12}}{2} + \frac{\Delta'_2}{2m^2} \sum_{k=1}^{m-1} (m-k)^2 + \frac{d_1 + 2md_2}{6}$	$\frac{2}{\Delta_1} + \frac{2(n \mp m)^2}{m^2 \Delta_{12}} + \frac{6n^2(m-1)}{m^2 \Delta'_2}$

и 4.2 – соответствующие формулы для расчета индуктивности рассеяния и суммарной динамической емкости обмоток. Значения электромагнитных параметров приведены к числу витков первичной обмотки и толщине главной изоляции. В тех случаях, когда ИТ предназначен для согласования генератора импульсного напряжения с высокочастотным генератором (магнетрон, усилительный клистрон и др.),

Таблица 4.2. **Выражения для электромагнитных параметров автотрансформаторов (рис. 4.11)**

Индекс	$F_L \Delta_2$	$F_C n^2/\Delta_2$
A_1	$\Delta_{12} + \dfrac{\Delta_2'}{m^2}\sum\limits_{k=1}^{m-1}(m-k)^2 + \dfrac{d_1+2md_2}{3}$	$\dfrac{1}{\Delta_1} + \dfrac{1}{\Delta_{12}}\left[\left(\dfrac{n-1}{m}\right)^2 + \dfrac{n-1}{m} + 1\right] + \dfrac{3(n-1)^2(m-1)}{\Delta_2' m^2}$.
A_2		$\dfrac{1}{\Delta_1} + \dfrac{1}{\Delta_{12}}\,\dfrac{n-1+m}{m} + \dfrac{4(n-1)^2(m-1)}{\Delta_2' m^2}$
A_3	$\dfrac{1}{4}\left(\Delta_{12}' + \Delta_{12}'' + \dfrac{d_1+6d_2}{3}\right)$	$\dfrac{1}{4}\left(\dfrac{n^2+3}{\Delta_{12}'} + \dfrac{7n^2-6n+3}{\Delta_{12}''}\right) + \dfrac{n^2+4n+6}{4\Delta_2'}$
A_4	$\dfrac{1}{4}\left(\Delta_{12}' + \Delta_{12}'' + \dfrac{2d_1+8d_2}{3}\right)$	$\dfrac{1}{4\Delta_1'} + \dfrac{7}{4\Delta_1''} + \dfrac{(n+2)^2}{4\Delta_{12}'} + \dfrac{7n^2-10n+4}{4\Delta_{12}''}$
A_5	$\dfrac{1}{4}\left(\Delta_{12}' + \Delta_{12}'' + \dfrac{2d_1+6d_2}{3}\right)$	$\dfrac{2}{\Delta_1} + \dfrac{n^2+3}{4\Delta_{12}'} + \dfrac{7n^2-6n+3}{4\Delta_{12}''}$
A_6	$\dfrac{1}{2}\left(\Delta_{12}' + \dfrac{\Delta_{12}''}{4} + \dfrac{d_1+3d_2}{3}\right)$	$\dfrac{2}{\Delta_1} + \dfrac{n^2+3}{2\Delta_{12}'} + \dfrac{3(n-1)^2}{2\Delta_{12}''}$
A_7	$\dfrac{\Delta_{12}}{2} + \dfrac{\Delta_2'}{2m^2}\sum\limits_{k=1}^{m-1}(m-k)^2 + \dfrac{d_1+2md_2}{3}$	$\dfrac{2}{\Delta_1} + \dfrac{2}{\Delta_{12}}\left[\left(\dfrac{n-1}{m}\right)^2 + \dfrac{n-1}{m} + 1\right] + \dfrac{6(n-1)^2(m-1)}{\Delta_2' m^2}$

вторичная обмотка, как правило, состоит из двух одинаковых катушек, соединенных параллельно.

Такая вторичная обмотка используется для подачи напряжения накала на генераторный прибор. Относительно тока накала обе катушки обмотки соединены последовательно, и ток накала протекает по ним в противоположных направлениях, поэтому практически не создает магнитного поля в МС трансформатора. Такого рода конструкция вторичной обмотки ИТ позволяет обойтись без специального трансформатора для питания цепи накала генераторного прибора, вторичная обмотка которого находится под высоким импульсным напряжением и увеличивает паразитную емкость схемы. Недостаток такого ИТ состоит в том, что он обладает повышенной индуктивностью рассеяния из-за большей по сравнению с обычным ИТ суммарной толщины намотки.

У всех трансформаторов, схемы которых приведены на рис. 4.10 и 4.11, именно такие двухслойные вторичные обмотки. В других случаях применения ИТ второй слой во вторичной обмотке не нужен. При этом в расчетных формулах для индуктивности рассеяния коэффициент перед d_2 должен быть уменьшен в два раза. Когда первичная или вторичная обмотка располагается на двух стержнях и состоит из двух параллельно соединенных секций, число витков в каждой секции одинаково. Если секции соединены последовательно, число витков в каждой из них пропорционально напряжению на этой секции.

В ИТ на высокие напряжения сумма диаметров проводов значительно меньше толщины изоляции. Поэтому при первом, ориентировочном, расчете индуктивности рассеяния диаметром проводов можно пренебречь и облегчить таким образом сравнительную оценку электромагнитных параметров тех или иных типов обмоток.

Трансформаторы с цилиндрическими обмотками используются в широком диапазоне мощностей – от нескольких милливатт до нескольких гигаватт при напряжениях от единиц до сотен киловольт и являются наиболее распространенным типом ИТ.

4.6. СПИРАЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

При больших токах и малых напряжениях нагрузки, т. е. при малых сопротивлениях нагрузки, необходимое требование к конструкции ИТ состоит в уменьшении индуктивности рассеяния. Емкость обмоток в таких случаях часто имеет второстепенное значение. Из известных конструкций минимальной индуктивностью рассеяния обладают ИТ с так называемыми спиральными обмотками при автотрансформаторном включении.

Спиральные обмотки, являющиеся разновидностью дисковых, наматываются широкой и тонкой проводящей лентой (или фольгой), переложенной слоистой изоляцией из кабельной или конденсаторной бумаги, иногда в сочетании с фторопластовой пленкой. Поперечное сечение ИТ с одной секцией такой обмотки показано на рис. 4.12, *а*, схема автотрансформаторного включения обмотки – на рис. 4.12, *б*. Конструктивно ИТ со спиральными обмотками может быть выполнен как на стержневой МС (рис. 4.13), так и на тороидальной (рис. 4.14).

При стержневой МС спиральные обмотки выполняются двухсекционными, каждая из секций располагается на своем стержне. Несколько лучшие результаты дает применение четырехстержневой МС со стержнями одинаковой высоты. Таким способом удается несколько уменьшить не занятую обмоткой часть МС, т. е. уменьшить длину ярма. При тороидальной МС спиральные обмотки выполняются в виде относительно узких секций, которые располагаются симметрично по окружности МС. Число секций в этом случае может доходить до 20. Как в стержневых, так и в тороидальных ИТ со спиральными обмотками все секции соединяются параллельно.

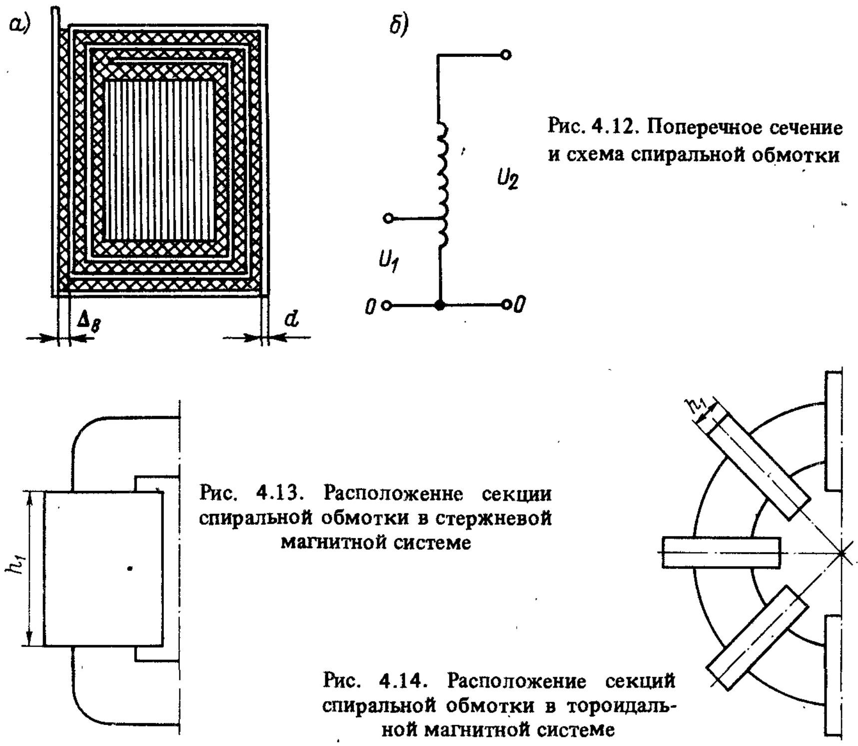


Рис. 4.12. Поперечное сечение и схема спиральной обмотки

Рис. 4.13. Расположенне секции спиральной обмотки в стержневой магнитной системе

Рис. 4.14. Расположение секций спиральной обмотки в тороидальной магнитной системе

Применяя изложенную методику расчета индуктивности рассеяния и динамической емкости, можно выразить эти параметры ИТ при автотрансформаторном включении спиральных обмоток формулами

$$L_{sc} = L_{s0} F_L; \quad F_L = \left(\frac{n-1}{n}\right)^2 \frac{w_2(\Delta_в + d)}{3\Delta_2};$$

$$C_{т.с} = C_{т0} F_C; \quad F_C = \frac{3\Delta_2}{\Delta_в w_2},$$

где $\Delta_в$ – толщина межвитковой изоляции.

С целью выяснения особенностей ИТ со спиральными обмотками учтем, что $d \ll \Delta_в$ и при равной электрической прочности всех изоляционных промежутков $\Delta_2 = \Delta_в w_2$. Тогда

$$L_{sc} \approx L_{s0} \frac{1}{3} \left(\frac{n-1}{n} \right)^2 ; \qquad (4.27)$$

$$C_{т.с} \approx 3C_{то}. \qquad (4.28)$$

Из формул (4.27) и (4.28) видно, что индуктивность рассеяния ИТ со спиральными обмотками в три раза меньше индуктивности рассеяния ИТ с цилиндрическими обмотками, а динамическая емкость примерно в три раза больше.

Важное достоинство спиральных обмоток состоит в том, что напряжение между витками и по длине витков распределяется относительно равномерно. Видимо, по этой причине в ИТ со спиральными обмотками малы искажения формы трансформированных импульсов и слабо выражены явления, связанные с распределенным характером электромагнитных параметров обмотки.

Однако достоинства спиральных обмоток проявляются только при малом числе витков, характерном для мощных ИТ на относительно иизкие напряжеиия. С ростом числа витков увеличивается разинца в длине витков. Вследствие этого повышаются межвитковые емкости (по мере увеличения порядкового номера витка), что приводит к росту межвнтковых напряжений в обратной последовательности. Устранить этот недостаток можно, прокладывая между витками изоляцию переменной толщины. Однако это существенно усложняет изготовление ИТ и целесообразно только в отдельных случаях.

Другой недостаток спиральных обмоток связаи с тем, что общая площадь изоляции в них намного больше, чем в цилиндрических обмотках, а следовательно, выше вероятность дефектов изоляции и связанных с ними пробоев. Поэтому межвитковая изоляция выполняется обязательно многослойной, что позволяет уменьшить вероятность наложения участков с дефектами изоляции и тем самым вероятность пробоя. Так как площадь изоляции пропорциональна числу витков спиральной обмотки, а число витков, в свою очередь, пропорционально вторичному напряжению, применение спиральных обмоток в высоковольтных ИТ нецелесообразно.

При расчете электромагнитных параметров секций спиральных обмоток в формулы подставляется высота секций h_1. Общая индуктивность рассеяния спиральной обмотки получается делением индуктивности рассеяния секцин на число секций, а общая емкость — умножением емкости секции на число секций.

Следует отметить, что при трансформаторном включении спиральных обмоток индуктивность рассеяния оказывается большей, чем у ИТ с цилиндрическими обмотками. Поэтому применение спиральных обмоток при трансформаторном включении нецелесообразно.

Значительно, примерно в два раза, уменьшить индуктивность рассеяния ИТ при относительно небольшом увеличении емкости обмоток можно, применяя так называемые конические обмотки. Отличие конических обмоток от цилиндрических состоит в том, что толщина междуобмоточной изоляции в них выбирается пропорциональной напряжению между отдельными витками первичной и вторичной обмотки. Так как напряжение по длине обмотки распределяется примерно линейно, то и толщина изоляции в конических обмотках увеличивается от начала обмоток к их концу по линейному закону. В отличие от спиральных обмоток площадь изоляции конических не зависит от числа витков; поэтому применение конических обмоток целесообразно и при высоких напряжениях, вплоть до нескольких мегавольт.

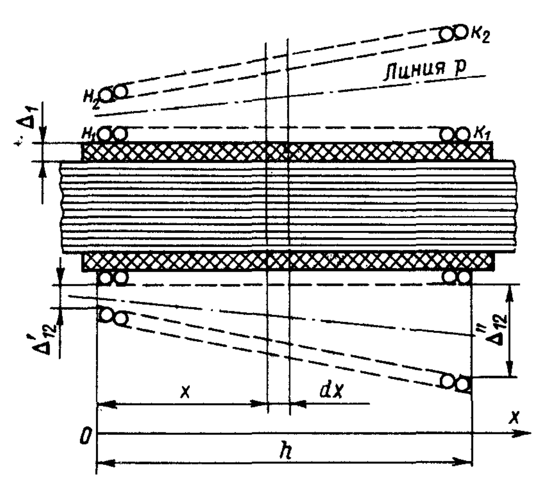


Рис. 4.15. Конструкция конической обмотки

Схематически конструкция конической обмотки приведена на рис. 4.15. Из рисунка следует, что при линейном законе изменения напряжения толщина изоляции между первичной и вторичной обмотками и средний периметр обмотки соответственно

$$\Delta_{12x} = \Delta'_{12} + (\Delta''_{12} - \Delta'_{12})\frac{x}{h}\ ; \qquad (4.29)$$

$$p_x = p - 2(\Delta''_{12} - \Delta'_{12})\frac{x}{h}\ . \qquad (4.30)$$

Используя изложенную методику расчета электромагнитных пара-

метров обмоток, с учетом формул (4.29) и (4.30) можно найти

$$L_{s\text{к}} = \frac{\mu_0 w_1^2}{h^2}\left\{\int_0^h \left[p - 2(\Delta''_{12} - \Delta'_{12})\frac{x}{h}\right] \times \right.$$

$$\left. \times \left[\Delta'_{12} + (\Delta''_{12} - \Delta'_{12})\frac{x}{h}\right] dx + ph\,\frac{d_1 + d_2}{3}\right\};$$

$$C_{12\text{к}} = \frac{\epsilon_0 \epsilon (n-1)^2}{h^2}\int_0^h \frac{\left[p - 2(\Delta''_{12} - \Delta'_{12})\frac{x}{h}\right]x^2}{\Delta'_{12} + (\Delta''_{12} - \Delta'_{12})\frac{x}{h}}\,dx.$$

Разность потенциалов между начальными точками первичной и вторичной обмоток обычно невелика. Поэтому $\Delta'_{12} \ll \Delta''_{12}$ и

$$L_{s\text{к}} \approx L_{s0} F_L, \tag{4.31}$$

где

$$F_L = \frac{\Delta''_{12}}{\Delta_2}\left(\frac{1}{2} - \frac{2\Delta''_{12}}{3p}\right) + \frac{d_1 + d_2}{3\Delta_2};$$

$$C_{12\text{к}} \approx \frac{3C_{\text{т}0}\Delta_2}{\Delta''_{12}}\left(\frac{1}{2} - \frac{2\Delta''_{12}}{3p}\right)\left(\frac{n-1}{n}\right)^2; \tag{4.32}$$

$$C_{\text{т.к}} \approx C_{\text{т}1} + C_{12\text{к}} = C_{\text{т}0} F_C, \tag{4.33}$$

где

$$F_C = \frac{\Delta_2}{n^2 \Delta''_{12}}\left[3\left(\frac{1}{2} - \frac{2\Delta''_{12}}{3p}\right)(n-1)^2 + \frac{\Delta''_{12}}{\Delta_1}\right].$$

Конические обмотки, как отмечалось, целесообразно применять в ИТ на весьма высокие напряжения. Обычно при этом $n \gg 1$, а значит, автотрансформаторное включение таких обмоток не имеет существенных преимуществ по сравнению с трансформаторным. Анализ формул (4.31)–(4.33) показывает, что индуктивность рассеяния у конических обмоток примерно в два раза меньше, а емкость – примерно в полтора раза больше, чем у цилиндрических. Поэтому применение конических обмоток наиболее целесообразно в мощных ИТ.

4.8. ОБМОТКИ МОЩНЫХ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

В импульсной электроэнергетике наметилась устойчивая тенденция к увеличению мощности электрических импульсов. С увеличением мощности приходится уменьшать общую индуктивность трансформатор-

ной цепи и, следовательно, индуктивность рассеяния ИТ. Произведем количественную оценку индуктивности рассеяния, необходимую при проектировании мощных ИТ.

Пусть трансформаторная цепь имеет наиболее благоприятную индуктивную реакцию, при которой удлинение фронта импульса может рассчитываться по упрощенной формуле (3.23). Выражая в этой формуле сопротивление нагрузки через напряжение и мощность нагрузки, получим

$$P = \frac{t_{\text{ф}} U_2'^2}{2{,}2\alpha (L_s + L'_{\text{м}})}, \qquad (4.34)$$

откуда видно, что при заданных параметрах трансформированного импульса, генератора и трансформаторной цепи для увеличения мощности нагрузки необходимо уменьшать индуктивность рассеяния ИТ.

Примем $\alpha = 0{,}5$, $t_{\text{ф}} = 0{,}1$ мкс и $U_2' = 20$ кВ, что более или менее характерно для мощных импульсных установок. В этом случае для получения импульса мощностью в 1 ГВт индуктивность всей трансформаторной цепи должна быть не более 36 нГн, а импульсов мощностью 10 и 100 ГВт – не более 3,6 и 0,36 нГн соответственно. Естественно, индуктивность рассеяния ИТ не должна превышать этих значений. При емкостной реакции трансформаторной цепи индуктивность трансформаторной цепи, как это видно из формул (3.18) и (3.45), должна быть примерно на порядок меньше, чем при индуктивной реакции. Проектирование ИТ с весьма малой (несколько наногенри) индуктивностью рассеяния является сложной задачей и поэтому требует специального рассмотрения.

На основании изложенного индуктивность рассеяния ИТ можно выразить следующей формулой:

$$L_{s0} = \frac{\mu_0 \dot{F}_L k_p \Delta_2 w_1^2}{h} \left(k_s \sqrt{\frac{U_1 t_{\text{и}}}{\Delta B w_1 k_{\text{а}}}} + g\Delta_2 \right), \qquad (4.35)$$

из которой видно, что при заданной конструкции ИТ и параметрах импульса генератора уменьшать индуктивность рассеяния можно, выбирая соответствующий тип обмоток, увеличивая приращение индукции в МС, длину намотки, уменьшая толщину изоляции и число витков в первичной обмотке ИТ.

Выбор типа обмоток ограничен разработанными, увеличение приращения индукции – явлением насыщения стали МС, а уменьшение толщины изоляции – требованиями к электрической прочности обмоток ИТ. Поэтому наиболее эффективные способы – уменьшение числа витков и увеличение длины намотки. Именно по этой причине у обмоток мощных ИТ обычно небольшое число витков, вплоть до минимального возможного (один в первичной и n во вторичной обмотке).

При малом числе витков естественно применение однослойных цилиндрических или конических обмоток, простых конструктивно и обеспечивающих высокую электрическую прочность ИТ. Предпочтительны конические обмотки, позволяющие при прочих равных условиях уменьшить примерно в два раза индуктивность рассеяния. В остальном конструкции высоковольтных ИТ характеризуются минимальной толщиной изоляции и максимальным возможным, вплоть до $2B_s$, приращением индукции.

Определим пути создания рациональной конструкции мощного высоковольтного ИТ. С этой целью рассмотрим цилиндрическую и коническую однослойные обмотки (рис. 4.16 и 4.17), расположенные в окне

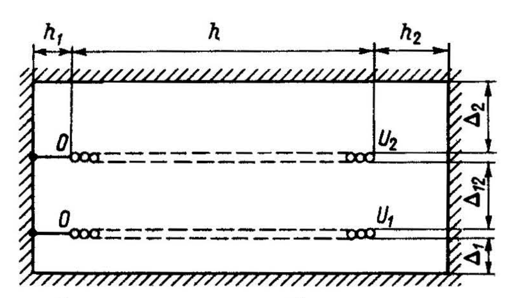


Рис. 4.16. Однослойная цилиндрическая обмотка в окне магнитной системы

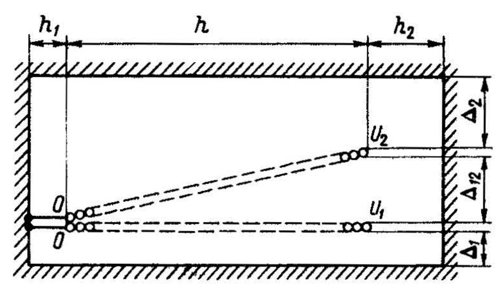


Рис. 4.17. Однослойная коническая обмотка в окне магнитиой системы

МС. Начало обмоток, как это обычно для ИТ, соединяется с точкой нулевого потенциала. Поэтому размер изоляционных промежутков h_1 определяется только конструктивными соображениями и может быть сделан небольшим. Конец вторичной обмотки находится под напряжением $U_2 \gg U_1$, при этом $U_{12} = U_2 \mp U_1 \approx U_2$, а само напряжение U_2 весьма велико. При больших напряжениях размеры h_2 и Δ_2 значительно больше диаметра (или толщины) провода вторичной обмотки d_2 (типично соотношение $\Delta_2/d_2 = 10 \ldots 20$). В связи с этим поверхностная плотность заряда на периферийной части последнего витка вторичной обмотки достигает больших значений, напряжен-

ность электрического поля резко возрастает и может во много раз превосходить среднюю напряженность поля в изоляционных промежутках Δ_{12}, Δ_2, h_2. На конце обмотки высокого напряжения возникает так называемый краевой эффект. Если напряженность поля на поверхности последнего витка превышает допустимую, то у конца обмотки начинается коронирование, переходящее затем в тепловой пробой изоляции.

В простейшем случае увеличивают толщину изоляции Δ_{12}, Δ_2 и h_2, чтобы уменьшить напряженность поля у конца обмотки и предотвратить пробой. Однако этот способ повышения электрической прочности крайне невыгоден, так как увеличивается индуктивность рассеяния и усиливаются искажения фронта импульса.

Вследствие указанных причин необходимо ослаблять или устранять краевой эффект обмотки. Значительно ослабить краевой эффект можно различными способами, например установкой охранного кольца, как делается в различных высоковольтных аппаратах. Однако это требует увеличения размеров окна МС, что приводит к увеличению ее объема. При большом объеме МС, характерном для мощных ИТ, такой способ ослабления краевого эффекта нежелателен.

Много целесообразнее другой способ ослабления краевого эффекта – секционирование обмотки высокого напряжения (рис. 4.18).

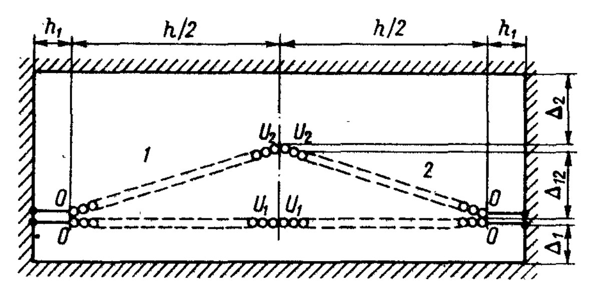


Рис. 4.18. Однослойная секционированная коническая обмотка с вводом посредине, расположенная в окне магнитной системы

Коническая обмотка состоит из двух одинаковых секций *1* и *2*, соединенных параллельно. Благодаря идентичности секций и параллельному их соединению напряжение по длине секции *1* плавно увеличивается от 0 до U_2 и плавно уменьшается по длине секции *2* от U_2 до 0. Вследствие этого ни в каких точках между обмотками не возникает резких изменений напряжения, напряженность электрического поля в междуобмоточном пространстве постоянна по длине обмотки, а значит, краевой эффект практически исключается. Это позволяет выбирать толщину изоляции минимальной, определяемой допустимой напряженностью электрического поля в данном изоляционном материале, т. е. наиболее полно использовать изоляционные свойства материала,

сводить индуктивность рассеяния до минимума и получать максимальную мощность ИТ. Такой способ ослабления краевого эффекта в равной мере пригоден и для цилиндрических обмоток. Отметим еще одно весьма полезное свойство секционированных обмоток. Вследствие того что начало обеих секций имеет нулевой потенциал, размер большого изоляционного промежутка h_2 теперь уменьшается до малого h_1 (рис. 4.18). Это позволяет уменьшить длину МС или увеличить длину намотки, т. е. уменьшить объем МС или индуктивность рассеяния и тем самым увеличить мощность. Такая высоковольтная обмотка носит специальное название "обмотки с вводом посредине", что отражает особенность ее конструкции.

С увеличением длительности импульса приходится увеличивать число витков в обмотках. Вследствие этого иногда возникают трудности с размещением секций вторичной обмотки в окне МС. В таких случаях целесообразно каждую секцию вторичной обмотки дополнительно секционировать, как показано на рис. 4.19. Все подсекции обеих секций вторичной обмотки при этом соединяются последовательно. В результате такого дополнительного секционирования напряжение вдоль вторичной обмотки растет уже не строго линейно, а скачкообразно. Однако при достаточно большом числе подсекций скачки не слишком велики и не изменяют существенно общей картины электрического поля в пространстве между обмотками. Индуктивность рассеяния обмотки рассчитывается по формуле

$$L_S = L_{S0}\left(\frac{\Delta_{12}}{\Delta_2} + \frac{d_1 + A_2}{3\Delta_2}\right).$$

Емкость обмоток может рассчитываться по формулам для однослойных обмоток.

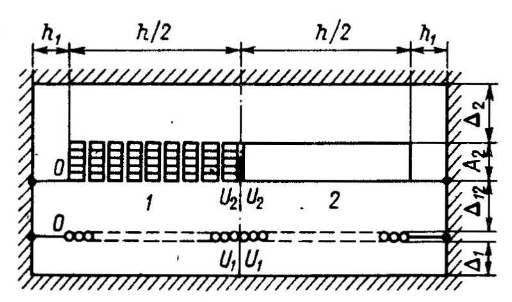


Рис. 4.19. Многослойная секционированная цилиндрическая обмотка с вводом посредине, расположенная в окне магнитной системы

Известны случаи применения в высоковольтных ИТ многослойных обмоток [21]. Соединение слоев в этих обмотках можно выполнить по схемам на рис. 4.3. Расположение многослойной обмотки в окне МС показано на рис. 4.20. Однако вследствие сложности транспозиционного соединения отдельных слоев при больших напряжениях более экономичная схема (рис. 4.3, *а*) обычно не применяется. В отличие от нее схема на рис. 4.3, *б* конструктивно проста и техноло-

гична, поскольку допускает непрерывную последовательную намотку слоев, но в ней между соседними слоями действует суммарное напряжение этих слоев. По этой причине приходится пропорционально увеличивать размеры межслоевых изоляционных промежутков, что приводит к увеличению габарита намотки и индуктивности рассеяния.

Обоим вариантам схем многослойных обмоток (см. рис. 4.3) присущи и другие недостатки. С увеличением длины витков от слоя к слою увеличивается меж-

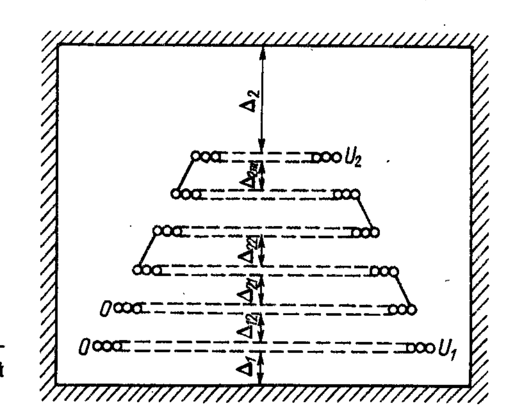


Рис. 4.20. Многослойная цилиндрическая обмотка в окне магнитной системы

слоевая динамическая емкость, что приводит к неравномерному распределению напряжения между слоями; в местах перехода витков от слоя к слою возникают местные краевые эффекты; по мере роста напряжения на слоях увеличивается напряженность поля между крайними витками и ярмом МС. По этим причинам приходится дополнительно увеличивать толщину межслоевой изоляции и от слоя к слою уменьшать длину намотки. Последнее отражено на рис. 4.20. В целом это приводит к примерно трехкратному увеличению габарита намотки, неэффективному использованию стали МС, увеличению индуктивности рассеяния, снижению электрической прочности ИТ. Кроме того, по причине неизбежного применения твердой слоистой изоляции с относительно большой диэлектрической проницаемостью многослойные обмотки имеют большую емкость. Вследствие этих недостатков применение многослойных обмоток в высоковольтных ИТ нежела-

Как следует из формулы (3.15), удлинение фронта импульса примерно пропорционально постоянной времени обмотки ИТ. Последняя в связи с этим может служить критерием качества обмотки. Сравнение качества основных типов обмоток по этому критерию проведено в работах [7, 22]. В результате сравнения сделан вывод о том, что постоянные времени обмоток разного типа мало различаются между собой и в области больших коэффициентов трансформации практически от него не зависят. В целом же лучшими в отношении постоянной времени являются конические обмотки – с постоянной времени примерно на 30% меньшей, чем у цилиндрических, а также спиральные обмотки при автотрансформаторном включении. Поэтому для мощных высоковольтных ИТ лучшим типом обмоток следует считать конические с вводом посредине.

4.9. ВЫБОР ИЗОЛЯЦИИ И ПРОВОДОВ

Обмотки ИТ должны удовлетворять следующим основным требованиям: быть достаточно электрически прочными, т. е. изоляция обмоток должна выдерживать без повреждений длительное воздействие номинальных рабочих напряжений и кратковременное воздействие повышенных напряжений в возможных аварийных состояниях; иметь минимальную индуктивность рассеяния, динамическую емкость и сопротивление; быть достаточно прочными механически, т. е. обладать виброустойчивостью и выдерживать воздействие значительных электродинамических сил, возникающих как в нормальном режиме работы, так и, особенно, при коротких замыканиях цепи нагрузки.

Требования высокой электрической прочности и минимальной индуктивности рассеяния взаимно противоречивы, так как для увеличения электрической прочности необходимо увеличивать толщину изоляции, в то время как для уменьшения индуктивности рассеяния требуется уменьшать толщину. Уменьшение емкости обмоток, в свою очередь, по тем же причинам находится в противоречии с требованием минимальной индуктивности рассеяния. Однако в большинстве случаев уменьшение индуктивности рассеяния является более важной задачей, чем уменьшение емкости. По этим причинам размеры изоляционных промежутков обычно доводят до возможного минимума, определяемого необходимой электрической прочностью обмоток. Уменьшить емкость стремятся применением изоляционных материалов с возможно меньшей диэлектрической проницаемостью, а также за счет конструктивных факторов. В связи с изложенным главные требования к изоляционным материалам состоят в малой диэлектрической проницаемости и пригодности для режимов с высокой напряженностью электрического поля.

Для выполнения требования минимального сопротивления обмоток в ИТ применяются медные провода; с целью ослабления поверхностного эффекта и эффекта близости провода выбирают по возможности малого диаметра, а уменьшение площади сечения компенсируют введением параллельных проводников. При больших токах и длительности импульсов применяют провода более экономичного прямоугольного сечения или тонкие и широкие медные шины из фольги, иногда из нескольких слоев, проложенных изоляцией.

Практика конструирования ИТ показала, что лучшими изоляционными материалами, наиболее полно удовлетворяющими перечисленным требованиям, являются трансформаторное масло, кабельная и трансформаторная бумага, пропитанная трансформаторным маслом, электрокартон, пленки из фторопласта, чередующиеся со слоями бумаги, органическое стекло. В качестве несущих элементов конструкции – бумажно-бакелитовые трубки и цилиндры, сборные каркасы из орга-

нического стекла. Физические характеристики изоляционных материалов приведены в табл. 4.3.

Таблица 4.3. **Усредненные характеристики изоляционных материалов**

Материал	Максимальная напряженность электрического поля, МВ/м	Относительная диэлектрическая проницаемость	Максимально допустимая температура, °C
Трансформаторное масло ГОСТ 982–80	30	2,2	95
Трансформаторная бумага ТВ-120, ТВУ-080 в масле ГОСТ 24874–86	100	4 . . . 5	95
Электрокартон АМ, А, Б, Г ГОСТ 4194–83	50	4 . . . 5	95
Пленка фторопластовая ПТФЭ ГОСТ 24222–80	100	2	250
Органическое стекло ГОСТ 17622–72:			
ТОСН	25 . . . 40	3,0 . . . 3,2	110
ТОСП	25 . . . 40	3,0 . . . 3,2	90
Бумажно-бакелитовая трубка ГОСТ 8726–80	10	4 . . . 5	95

Следует иметь в виду, что данные таблицы являются усредненными, и поэтому в каждом конкретном случае они должны уточняться по соответствующим нормативным документам или справочной литературе [23]. При выборе толщины изоляции, если конструкция обмоток обеспечивает однородность электрического поля, напряженность электрического поля должна приниматься в 2,5 . . . 3 раза меньше указанной в таблице. При расчете длины намотки необходимо учитывать, что вдоль слоев изоляции максимальная допустимая продольная напряженность электрического поля примерно на порядок меньше поперечной. В конечном итоге можно считать, что для изоляции чисто масляной, бумажно-масляной и маслобарьерной допустимы поперечная напряженность электрического поля примерно 10, а для продольной напряженности – 1 МВ/м.

Фторопластовые пленки следует применять лишь в таких ИТ, у которых температура обмоток может превышать 95 °С. Недостаток пленок в том, что по ним в продольном направлении легко развивается поверхностный разряд.

Органическое стекло широко применяется в ИТ вследствие высоких изоляционных свойств и возможности механической обработки: изготовления точеных, фрезерованных деталей – изоляторов, опор и др.

В мощных ИТ со стержневой или броневой МС каркасы обмоток изготовляются из бумажно-бакелитовых трубок. Эти трубки выпускаются предприятиями электротехнической промышленности с внутренним диаметром от 32 до 1200 мм и толщиной стенок от 3 до 25 мм. В указанных интервалах внутренний диаметр в ряду типоразмеров изменяется с шагом 5 мм, а толщина стенок – с шагом 1 мм.

Толщина изоляции рассчитывается по формуле

$$\Delta = U/E_{\Delta}, \tag{4.36}$$

а длина обмоток и длина изоляционных кромок (закраин) – по формуле

$$h = U/E_h. \tag{4.37}$$

Здесь E_{Δ} и E_h – поперечная и продольная напряженность электрического поля.

При конструировании изоляции необходимо иметь в виду, что высокие изоляционные свойства слоистых диэлектриков на практике в полной мере использовать не удается. Слоистую изоляцию невозможно сделать однородной, в ней неизбежны воздушные мешки. Вследствие разницы между диэлектрической проницаемостью воздуха, трансформаторного масла и бумаги (слоистого диэлектрика), а также из-за случайных дефектов изоляции в виде инородных включений напряженность электрического поля на участках с меньшей диэлектрической проницаемостью увеличивается. Если она достигает чрезмерно больших значений, то в этих местах возникает коронирование, переходящее в тепловой пробой изоляции. С увеличением толщины слоистой изоляции повышается вероятность появления неоднородностей. По этой причине бумажно-масляную изоляцию применяют при относительно небольшой, до 15 мм, толщине изоляции. В целом, как показывает опыт, бумажно-масляная изоляция целесообразна при напряжениях до 100 кВ. Попытки использовать ее в ИТ на напряжения около 300 кВ, когда толщина изоляции достигает 40 мм, не дают ожидаемых результатов. При этом, что весьма важно, увеличение толщины изоляции в 1,5 . . . 2 раза сверх расчетной почти не увеличивает реальной электрической прочности изоляции.

Вследствие указанных причин при напряжениях более 100 кВ целесообразна изоляция в виде чистого трансформаторного масла [24]. В отличие от слоистой чисто масляная изоляция в высокой степени однородна по свойствам. Это позволяет в конструкциях с ослабленным краевым эффектом практически полностью использовать высокие электроизоляционные свойства трансформаторного масла. Кроме этих масляная изоляция имеет еще и другие важные достоинства. Трансфор-

маторное масло обладает хорошей текучестью и может свободно конвектировать в пространстве между обмотками и МС. Следствием этого, а также высокой теплоемкости масла является хороший отвод теплоты от обмоток и МС. Диэлектрическая проницаемость трансформаторного масла примерно в два раза меньше, чем у изоляционной бумаги и электрокартона. Это позволяет во столько же раз уменьшить емкость обмоток ИТ. Важным эксплуатационным достоинством масляной изоляции является также ее восстанавливаемость после кратковременных аварийных состояний (единичный пробой или искрение). Легко осуществима также и замена масла при регламентных работах. Таким образом, при большой мощности и напряжении масляная изоляция является наиболее целесообразным типом изоляции в ИТ. Однако ее применение возможно только в специально разработанных конструкциях, в которых обеспечена свободная циркуляция масла и отсутствуют пути для распространения поверхностного разряда.

В такого рода конструкциях вместо трансформаторного масла может применяться также и элегаз [25]. При повышенном давлении изоляционные свойства элегаза несколько выше, чем у трансформаторного масла, причем диэлектрическая проницаемость элегаза близка к единице, что позволяет снизить до минимума емкость обмоток. Однако применение злегаза вынуждает помещать ИТ в герметичные баки, способные выдерживать высокое давление. Это приводит к увеличению массы и габаритов ИТ, а также к ужесточению требований безопасности. Вследствие малой теплоемкости элегаза существенно усложняется теплоотвод в активных частях ИТ. По этим причинам широкого применения в ИТ элегазовая изоляция не получила.

При конструировании изоляции высоковольтных ИТ рекомендуется ориентироваться также на данные авторов работ [26, 27].

Как отмечалось, обмотки ИТ отличаются относительно небольшим числом витков. Однако напряжения на обмотках обычно измеряются десятками и сотнями киловольт, вследствие чего напряжение, приходящееся на один виток обмотки (витковое напряжение), может составлять единицы, а в мощных ИТ – даже десятки киловольт. Поэтому при конструировании обмоток ИТ приходится уделять особое внимание межвитковой изоляции обмоток. Для обеспечения требуемой электрической прочности межвитковой изоляции в обмотках ИТ используют провода с усиленной изоляцией, в основном марок ПЭВ-2, ПБ, ПБУ. Провода круглого сечения ПЭВ-2 обычно применяют в ИТ малой и средней мощности, а также во вторичных обмотках мощных высоковольтных ИТ. Провода прямоугольного сечения ПБ, ПБУ, способные выдерживать междуобмоточное напряжение 10 кВ, применяют в первичных обмотках ИТ средней мощности и обеих обмотках весьма мощных ИТ. При витковом напряжении менее 500 В целесообразно применение прямоугольных проводов марки ПЭТВ по ГОСТ 17708–83, которые

выпускаются с размерами от 0,8 X 12,7 до 3,55 X 12,7 мм. Размеры проводов марок ПЭВ-2 и ПБ приведены в табл. 4.4 и 4.5.

Таблица 4.4. **Диаметр, мм, обмоточного провода марки ПЭВ-2 ГОСТ 7262–78**

Без изоляции	С изоляцией	Пробивное напряжеиие, В	Без изоляции	С изоляцией
0,100	0,130	1200	0,850	0,940
0,112	0,140	1300	0,900	0,990
0,125	0,155	1300	0,950	1,040
0,140	0,170	1500	1,000	1,100
0,160	0,200	1500	1,060	1,160
0,180	0,220	1700	1,120	1,220
0,200	0,240	1700	1,180	1,280
0,244	0,270	2000	1,250	1,350
0,250	0,300	2000	1,320	1,420
0,280	0,330	2200	1,400	1,500
0,315	0,365	2200	1,500	1,610
0,355	0,415		1,600	1,710
0,400	0,460		1,700	1,810
0,450	0,510		1,800	1,920
0,500	0,570		1,900	2,020
0,560	0,630	2400*	2,000	2,120
0,630	0,700		2,120	2,240
0,710	0,790		2,240	2,370
0,750	0,840		2,360	2,490
0,800	0,890		2,500	2,630

* То же для остальных данных таблицы.

При весьма большом витковом напряжении приходится прибегать к дополнительному усилению межвитковой изоляции путем намотки с принудительным шагом или обертывания проводов кабельной бумагой. При импульсах малой длительности с целью ослабления поверхностного эффекта практикуется намотка несколькими проводами малого диаметра или тонкими и широкими шинами из медной фольги.

В целом, рассматривая обмотки мощных высоковольтных ИТ, необходимо отметить следующее. Принципиальная необходимость малоискаженной трансформации весьма коротких импульсов вынуждает конструировать ИТ с очень малой индуктивностью рассеяния и емкостью обмоток, а следовательно, с минимальными размерами обмоток, в частности с минимальными размерами изоляционных промежутков. Поэтому конструкции высоковольтных ИТ характеризуются весьма напряженным режимом работы изоляции и одна из важнейших задач практического конструирования ИТ – выбор таких обмоток, в которых изоляционные материалы используются максимально эффективно. В этом отношении

Таблица 4.5. **Размеры прямоугольного сечения, мм, обмоточного провода марки ПБ ГОСТ 16512–80**

Размер a	Размер b															
	3,75	4,00	4,25	4,50	4,75	5,00	5,30	5,60	6,00	6,30	6,70	7,10	7,50	8,00	9,00	10,00
1,40	5,04	5,39	5,74	6,09	6,44	6,79	7,21	7,63	8,19	8,61	9,17	9,73	10,3	11,0	12,4	13,8
1,50	–	5,79	–	6,54	–	7,29	–	8,19	–	9,24	–	10,40	–	11,8	13,3	14,8
1,60	5,79	6,19	6,59	6,99	7,39	7,79	8,27	8,75	9,39	9,87	10,50	11,20	11,8	12,6	14,2	15,8
1,70	–	6,44	–	7,29	–	8,14	–	9,16	–	10,40	–	11,70	–	13,2	14,9	16,6
1,80	6,39	6,84	7,29	7,74	8,19	8,64	9,18	9,72	10,40	11,00	11,70	12,40	13,1	14,0	15,8	17,6
1,90	–	7,24	–	8,19	–	9,14	–	10,30	–	11,60	–	13,10	–	14,8	16,7	18,6
2,00	7,14	7,64	8,14	8,64	9,14	9,64	10,20	10,80	11,60	12,20	13,00	13,80	14,6	15,6	17,6	19,6
2,12	–	8,12	–	9,18	–	10,20	–	11,50	–	13,00	–	14,70	–	16,6	18,7	20,8
2,24	8,04	8,60	9,16	9,72	10,30	10,80	11,50	12,20	13,10	13,80	14,70	15,60	16,4	17,6	19,8	22,0

Примечание. Толщина изоляции – от 0,5 до 2,0 мм.

лучшим типом обмоток являются обмотки с вводом посредине, отчего им и было уделено особое внимание.

Весьма важно рациональное конструирование выводов обмоток, с тем чтобы они также имели минимальную индуктивность. Особенно это касается выводов обмоток низшего напряжения, так как их индуктивность обычно оказывает наибольшее влияние на удлинение фронта импульса. Выводы обмоток всегда следует выполнять с минимальной площадью контура тока. Если по конструктивным причинам это не удается сделать, выводы нужно выполнять в виде двухпроводных, обычно полосковых, линий и тогда важное значение имеет компоновка выемной части ИТ. В этом отношении исключительно удобны особые, одновитковые, ИТ, сама конструкция обеспечивает практически полное отсутствие индуктивности выводов.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

5.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Проектирование ИТ состоит в решении комплекса взаимосвязанных частных технических задач. К ним относятся: задача о принципиальной возможности реализации ИТ, удовлетворяющего требованиям в отношении искажений формы трансформированного импульса; выбор конструктивной схемы активной части и общей компоновки ИТ, схемы и конструкции обмоток, изоляционных, магнитных материалов и типа МС; устройство ввода низшего и вывода высшего напряжения; организация режима работы и режима охлаждения МС, расчет конструктивных параметров МС, обмоток, изоляции, электромагнитных и тепловых режимов МС и обмоток; поверочный расчет по завершении отдельных этапов проектирования; оперативное внесение коррективов в ходе проектирования; выбор нормализованных и типовых элементов и повторение поверочных расчетов; оценка технико-экономических и функциональных показателей спроектированного ИТ.

Решаемые в процессе проектирования задачи отличаются противоречивостью. Так, например, любые изменения конструкции ИТ, направленные на уменьшение искажений фронта трансформированного импульса или увеличение его напряжения, приводят к снижению всех, без исключения, технико-экономических показателей ИТ. При этом, в частности, увеличивается объем магнитных, проводниковых и изоляционных материалов, растут потери мощности в МС и обмотках, ухудшаются условия теплоотвода. В свою очередь, любые изменения конструкции МС и обмоток, имеющие целью улучшить теплоотвод, дополнительно снижают технико-экономические показатели; усложняют конструкцию и снижают технологичность ИТ. Противоречива также и сама задача уменьшения искажений формы трансформированного импульса. Например, уменьшение искажений вершины, как это следует из критерия

осуществимости ИТ, приводит к увеличению искажений фронта и наоборот. Увеличение напряжения трансформированного импульса всегда увеличивает искажения вершины и фронта импульса. В целом можно констатировать, что всякие изменения конструкции с целью повышений функциональных показателей приводят к снижению технико-экономических и, наоборот, повышение технико-экономических показателей снижает функциональные.

Таким образом, задача проектирования ИТ выглядит весьма сложной и неоднозначной. По этой причине вне зависимости от выбранной методики и способа расчета проектирование всегда состоит из ряда последовательных расчетных приближений, после выполнения каждого из которых проводится оценка и сопоставление полученных результатов и вносятся необходимые поправки.

В связи со сложным и противоречивым характером задач, решаемых в процессе проектирования ИТ, особенно важно выбрать некоторую стратегическую линию проектирования. Для этого необходим простой, но достаточно общий критерий качества ИТ, которым бы учитывались главные технико-экономические показатели ИТ. Этот вопрос подробно исследовался, в результате чего был выработан критерий качества в виде минимума объема активной части ИТ, т. е. минимума объема стали МС и меди обмоток [28]. Обоснованием выбора такого критерия послужило то, что объему активной части пропорциональны потери мощности, стоимость, массогабаритные и другие характеристики ИТ. Если иметь в виду в основном мощные ИТ, критерий в виде минимума объема активной части тем более целесообразен.

Особенности ИТ позволяют упростить этот критерий. Вследствие того что число витков в обмотках ИТ, особенно мощных, относительно невелико, объем меди обмоток значительно, обычно в 10 . . . 100 раз, меньше объема МС. Поэтому объем активной части ИТ фактически определяется объемом его МС и критерием качества ИТ может служить объем МС. Таким образом, стратегия проектирования ИТ может состоять в выборе конструкции с минимальным объемом МС. Как будет показано далее, в такой конструкции ИТ обеспечивается также и минимальный объем проводниковых и изоляционных материалов, минимальные потери энергии и искажения вершины импульса. Единственным неблагоприятным следствием такого подхода к проектированию ИТ является возрастающая с уменьшением объема МС тепловая нагрузка ее поверхности. Однако конкретные характеристики теплового режима становятся известными только по завершении всех конструктивных расчетов, и поэтому заранее вводить тут какие-либо ограничения нецелесообразно, тем более что для нормализации теплового режима могут быть приняты различные дополнительные меры, мало влияющие на основные конструктивные параметры ИТ.

Целесообразность критерия качества ИТ в виде минимума объема МС связана также и с методическими соображениями, состоящими

в том, что объем МС удается связать простыми функциональными зависимостями как с параметрами трансформированного импульса, так и с основными конструктивными характеристиками ИТ. Благодаря этому задача проектирования ИТ приобретает аналитичность, позволяющую оценивать взаимное влияние многообразных факторов и целенаправленно изменять конструкцию.

По изложенным причинам стратегическая линия проектирования ИТ определяется далее как выбор конструкции с минимальным объемом МС и безусловно удовлетворяющей предъявляемым к ИТ функциональным требованиям.

Проектирование ИТ включает в себя следующие основные этапы: анализ исходных данных и патентно-информационный поиск с целью выявления аналогов; оценку выполнимости требований; расчет электромагнитных параметров схемы замещения и установление принципиальной возможности или невозможности реализации ИТ с заданными параметрами искажений формы трансформированного импульса; выбор конструктивной схемы ИТ; расчет или выбор главных размеров МС, обмоток, числа витков; расчет теплового режима МС и обмоток; разработку мер по нормализации теплового режима; выбор конструкции бака и охлаждающих устройств; поверочный расчет, на основании которого вносятся необходимые изменения и уточнения; оценку технико-экономических и функциональных показателей ИТ; принятие решения о целесообразности или нецелесообразности применения ИТ в составе импульсной установки; разработку исходных данных на опытно-конструкторские работы.

5.2. МИНИМАЛЬНЫЙ ОБЪЕМ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ

Объем МС можно связать либо с искажениями фронта, либо с искажениями вершины трансформированного импульса. Практика проектирования ИТ показывает, что труднее всего обеспечить приемлемый уровень искажений фронта импульса; в большинстве случаев именно искажения фронта являются критическим функциональным параметром ИТ. Что касается искажений вершины, то достаточно низкий уровень их обычно почти автоматически обеспечивается благодаря высокой магнитной проницаемости применяемых в ИТ трансформаторных сталей и пермаллоев. Дополнительный резерв уменьшения искажений вершины – в применении более тонких листов стали МС или магнитных материалов более высокого качества. Кроме того, в случае необходимости посредством введения в трансформаторную цепь корректирующих двухполюсников искажения вершины могут быть сравнительно легко уменьшены почти в 10 раз, чего принципиально нельзя сделать с удлинением фронта импульса. По изложенным причинам объем МС

целесообразно связывать именно с удлинением фронта трансформированного импульса.

Исходя из этих соображений функциональная зависимость между объемом МС и основными параметрами трансформированного импульса, трансформаторной цепи, свойствами и режимом работы магнитных и изоляционных материалов, схемными и конструктивными особенностями обмоток и МС может быть получена с использованием формул (2.3), (3.8), (3.15), (3.18), (4.7)–(4.9), (4.18)–(4.20). Объем МС выразится одной из двух эквивалентных формул

$$V = WU_2 \frac{t_и}{t_ф} \frac{\mu_0 \tau_ф k_p k_L F_L \alpha (k_g \sqrt{S} + g U_2 / E_\Delta)}{G_{1,2} \Delta B^2 k_a^2 E_\Delta \lambda S} ; \qquad (5.1)$$

$$V = \frac{W}{\lambda \Delta B k_a E_\Delta G_{1,2}} \sqrt{\frac{\mu_0 \alpha F_L k_L}{\epsilon_0 \epsilon F_C k_C}} . \qquad (5.2)$$

Формула (5.1) позволяет установить общую картину зависимости объема от перечисленных параметров, а (5.2) – оценить объем при минимальных достижениях в ИТ искажениях фронта трансформированного импульса.

Из формулы (5.1) видно, что объем МС пропорционален энергии, примерно пропорционален квадрату напряжения и обратно пропорционален относительному удлинению фронта трансформированного импульса. Таким образом, увеличение объема – эта та цена, которую необходимо платить за увеличение энергии и напряжения, а также за уменьшение удлинения фронта трансформированного импульса, т. е. за повышение главных функциональных показателей ИТ.

Предел увеличения объема МС определяется особенностями конструкции ИТ, а также технологическими возможностями промышленного производства крупногабаритных МС из тонких листов или лент трансформаторных сталей или пермаллоев. По этой причине уменьшение объема МС важно для повышения не только технико-экономических, но также и функциональных показателей ИТ, т. е. имеет принципиальное значение, так как позволяет расширить область применения ИТ для преобразования параметров электрических импульсов.

Формула (5.1) показывает, что при заданных параметрах трансформированного импульса для уменьшения объема МС необходимо следующее: увеличивать приращение индукции до максимального возможного, определяемого явлением насыщения стали МС, т. е. до $\Delta B \leqslant \leqslant 2B_s$; увеличивать коэффициент заполнения поперечного сечения МС; распределять обмотки на возможно большой части длины МС; увеличивать до возможного предела, определяемого электрической прочностью обмоток, напряженность электрического поля в изоляции обмоток, т. е. уменьшать до возможного минимума размеры изоляционных промежутков; применять обмотки с минимальным значением коэффи-

циентов F_L и g, т. е. с минимальной индуктивностью рассеяния; увеличивать до возможного предела, определяемого допустимой степенью неоднородности магнитного поля в МС, площадь поперечного сечения МС; стремиться к получению в трансформаторной цепи индуктивной реакции; всемерно уменьшать индуктивность монтажа установки; применять в импульсных установках большой энергии генераторы линейного типа в согласованном режиме, поскольку в таких генераторах параметр α имеет минимальное значение. Далее будет показано, что несколько уменьшить объем можно при прямоугольном сечении МС. Однако, во-первых, уменьшение объема при этом незначительно, и, во-вторых, по мере увеличения разности сторон прямоугольного сечения снижается технологичность конструкции ИТ. Поэтому желательно стремиться к форме сечения, близкой к квадратной (причем $b > a$), несмотря на то что при этом обычно на несколько процентов увеличивается объем МС. Далее этот вопрос рассматривается.

Увеличение площади сечения МС ограничено необходимостью выполнения соотношений (1.4)–(1.9) между площадью, формой сечения и длиной МС. Из этих формул видно, что максимальная площадь сечения может быть получена при тороидальной МС, чем, в частности, и определяется целесообразность МС этого типа для ИТ при большой энергии импульсов. По этой причине, а также с целью определенности дальнейшая оценка технико-экономических и функциональных показателей, предельно достижимых в ИТ, производится применительно к ИТ с тороидальными МС.

Сравнивая объем МС при индуктивной и емкостной реакции трансформаторной цепи, можно установить, что в первом случае при наиболее целесообразном (оптимальном) значении коэффициента затухания объем МС почти на порядок меньше, чем во втором. При усилении индуктивной реакции эта разница еще возрастает. Поэтому важно установить, как уменьшение объема МС влияет на возможности получения индуктивной реакции.

Признаком индуктивной реакции является знак "+" перед радикалами в формулах (5.1) и (5.2), причем с усилением индуктивной реакции, т. е. с увеличением коэффициента затухания трансформаторной цепи, значение величины

$$G_1 = \delta + \sqrt{\delta^2 + \alpha - 1}$$

возрастает.

Как видно из формулы (5.1), при уменьшении объема МС увеличивается значение G_1, т. е. коэффициент затухания растет вследствие увеличения индуктивности рассеяния. Таким образом, все меры уменьшения объема МС в целом способствуют получению в трансформаторной цепи именно индуктивной реакции. Этот вывод может быть сделан также и при рассмотрении формул (4.7)–(4.9), (4.21) и (4.22), из которых видно, что с уменьшением объема МС увеличивается индуктив-

ность рассеяния и уменьшается емкость обмоток ИТ, т. е. индуктивная реакция усиливается.

Преобразуя выражения (5.2) с учетом соотношений (2.3) и (3.19), можно установить общие тенденции изменения характера реакции трансформаторной цепи. Введение этих соотношений позволяет выражение (5.2) привести к неравенству

$$W > E_{\Delta} \lambda k \sqrt{\frac{e_0 e F_C k_C (1-\alpha) a}{\Delta B k_a \alpha \mu_0 F_L k_L b} \left(\frac{U_1 t_{и}}{w_1} \right)^3}, \qquad (5.3)$$

ограничивающему энергию импульса, при которой имеет место индуктивная или емкостная реакция трансформаторной цепи.

Энергия импульса пропорциональна второй степени напряжения. С увеличением энергии (напряжения), поскольку степень левой части соотношения (5.3) выше степени правой, неравенство усиливается, что свидетельствует об усилении индуктивного характера трансформаторной цепи. Наоборот, при уменьшении энергии неравенство ослабевает и при достаточно малой энергии перестает выполняться. Невыполнение неравенства свидетельствует об емкостном характере трансформаторной цепи.

Из соотношения (5.3) видно, что главным параметром ИТ, влияющим на характер реакции трансформаторной цепи, является напряжение, приходящееся на один виток в обмотках ИТ. Изменяя витковое напряжение, можно в широких пределах регулировать степень индуктивной реакции или получать емкостную реакцию. При этом энергия импульса прямо пропорциональна витковому напряжению. Таким образом, кроме большого объема МС для мощных ИТ характерно также и высокое витковое напряжение. В целом же можно констатировать, что при большой энергии импульсов цепям с ИТ свойственна индуктивная реакция, а при малой – емкостная. По известным конструктивным параметрам ИТ, генератора и нагрузки формула (5.3) позволяет установить характер реакции трансформаторной цепи и тем полезна при поверочных расчетах.

Из формул (2.3), (2.13), (3.32) и (4.3) можно установить связь снижения напряжения на вершине импульса с энергией потерь в МС и энергией импульса:

$$\Delta U_2 / U_2 = (1-\alpha) W_{М} / W. \qquad (5.4)$$

Так как и энергия импульса, и потери энергии в МС пропорциональны объему МС, то снижение напряжения на вершине не зависит от объема МС. Однако если каким-либо способом удается уменьшить объем МС, не снижая при этом энергии импульса, тогда вследствие уменьшения потерь в МС снижается уровень искажений вершины импульса. Таким образом, уменьшать объем МС полезно и с целью уменьшения искажений вершины импульса.

Составляя на основании формул (1.13), (2.3) и (4.24) выражение

для приведенного сопротивления обмоток ИТ, получим

$$r'_{\text{т}} = \rho \ \frac{U_1 t_{\text{и}}}{\Delta B k_{\text{a}}} \ \frac{k_p (k_s \sqrt{S} + g \Delta_2)}{S} \left(\frac{1}{S_{\text{м}1}} + \frac{1}{n S_{\text{м}2}} \right), \qquad (5.5)$$

откуда видно, что факторы, способствующие уменьшению объема МС, способствуют также уменьшению сопротивления обмоток ИТ, а следовательно, и потерь в обмотках.

Таким образом, уменьшение объема МС целесообразно и для уменьшения потерь в обмотках.

Из формулы (5.1) видно, что все меры уменьшения объема повышают напряжение импульса или снижают удлинение его фронта, т. е. улучшают функциональные показатели ИТ. Поэтому с учетом влияния уменьшения объема МС на искажения вершины импульса и потери в обмотках имеются все необходимые основания для того, чтобы критерием качества ИТ считать минимум объема его МС, а в основу проектирования ИТ положить все перечисленные принципы уменьшения объема МС.

Формула (5.2) позволяет оценивать объем МС. Это целесообразно для ИТ с минимальными достижимыми искажениями формы фронта трансформированного импульса, т. е. при оптимальном значении коэффициента затухания трансформаторной цепи $\delta = \delta_0 = 1$ и условии работы ИТ в составе линейного согласованного генератора. Для определенности будем считать, что в ИТ применены наиболее совершенные и целесообразные для мощных высоковольтных ИТ конические обмотки ($F_L \approx \approx 0{,}5$, $F_C \approx 0{,}5$); изоляцией обмоток служит трансформаторное масло ($\epsilon = 2{,}2$, $E_\Delta = 10$ МВ/м); приращение индукции максимально и равно 3 Тл. Примем также: МС – тороидального типа; коэффициент заполнения сечения 0,9; обмотки распределены на 0,9 длины МС; $k_L \approx k_C$, что более или менее характерно для реальных трансформаторных цепей с мощными ИТ. При этих условиях и наиболее благоприятной (индуктивной) реакции трансформаторной цепи удельный объем МС равен примерно 4,3 м^3/МДж. С цилиндрическими обмотками удельный объем увеличивается примерно до 7 м^3/МДж, откуда следует целесообразность применения в мощных ИТ именно конических обмоток. При емкостной реакции удельный объем МС с коническими и цилиндрическими обмотками возрастает до 25 и 44 м^3/МДж соответственно. Эти цифры показывают всю важность такого проектирования трансформаторных цепей, чтобы в них обеспечивалась именно индуктивная реакция.

Следует отметить, что при проектировании собственно ИТ в большинстве случаев удается обеспечить индуктивную реакцию. Емкостная реакция в трансформаторных цепях возникает обычно вследствие значительной емкости нагрузки и монтажа стороны высшего напряжения

трансформаторной цепи. Поэтому при проектировании импульсных установок, в которых предполагается применение ИТ, необходимо уделять особое внимание всемерному уменьшению всякого рода емкостей трансформаторной цепи.

В заключение установим связь между объемом МС и реализуемостью ИТ. Как следует из критерия осуществимости ИТ, главным фактором, определяющим реализуемость собственно ИТ, является его коэффициент рассеяния. Составляя из соотношений (4.3) и (4.8) с учетом формулы (2.19) выражение для коэффициента рассеяния, получим

$$\sigma = \frac{\mu_0 c^2 k_p (k_s \sqrt{S} + g\Delta_2) F_L \Delta_2}{4\rho t_{\text{и}} S k_{\text{а}} \lambda}.$$

Сопоставляя полученное выражение с формулами (5.1) и (5.2), можно заключить, что все факторы, способствующие уменьшению объема МС, таким же образом влияют и на коэффициент рассеяния ИТ. Следовательно, условия получения минимального объема МС совпадают как с условиями реализуемости ИТ, так и с условиями получения высоких функциональных показателей ИТ, поскольку целевая функция (3.53) с уменьшением коэффициента рассеяния убывает.

5.3. ВЫБОР КОНСТРУКЦИИ

Выбор конструкции – наиболее ответственный этап проектирования ИТ. Конструкция ИТ определяется типом МС. Основанием для выбора типа МС являются исходные данные для проектирования ИТ, прежде всего длительность импульса. Длительностью импульса обусловлены потери энергии в МС за один цикл работы ИТ и кажущаяся магнитная проницаемость, от которой зависит снижение напряжения на вершине импульса. Данные о потерях энергии в МС и о снижении напряжения на вершине импульса позволяют определить один из самых важных конструктивных параметров МС – необходимую толщину листов МС, а следовательно, произвести обоснованный выбор типа МС.

В пренебрежении потерями на гистерезис в МС, обычно малыми по сравнению с потерями на вихревые токи, из выражений (2.3), (2.19), (3.31) и (4.3) можно получить следующую формулу для приближенного расчета толщины листа, обеспечивающей в ИТ с большим приращением индукции снижение напряжения на вершине импульса в пределах заданного:

$$c = \frac{2}{\Delta B} \sqrt{\frac{\Delta U_2 \rho t_{\text{и}}}{U_2 (1-\alpha) v k_{\text{а}}}}, \qquad (5.6)$$

где v – удельный объем МС.

Так как толщина листа далее выбирается из сортамента, т. е. ее расчет является ориентировочным, то для удельного объема можно

принять оценки, полученные в предыдущем параграфе. По этой же формуле можно рассчитывать толщину листа и при малых приращениях индукции. Тогда расчетная толщина листа увеличивается в $\sqrt{3}$ раз.

Если толщина листа, рассчитанная по формуле (5.6), окажется более 0,2 мм, то появляется возможность применить типовую для силовых трансформаторов стержневую МС круглого или прямоугольного сечения из трансформаторной стали марок 3404–3408. Это позволит изготовлять МС и ИТ в целом по отработанной на предприятиях электротехнической промышленности технологии производства силовых трансформаторов. Если толщина листа окажется меньше 0,2 мм, то необходимо применять витую МС тороидального или стержневого типа. Предпочтение в этом случае следует отдавать тороидальной МС, как более экономичной и технологичной.

При выборе толщины листа приходится считаться и со многими другими обстоятельствами, определяющими в итоге и выбор типа МС. Так, с увеличением частоты повторения импульсов пропорционально возрастают потери мощности в МС. Увеличение частоты не приводит к уменьшению КПД ИТ, так как пропорционально частоте увеличивается и средняя мощность ИТ. Однако с увеличением частоты растут абсолютные потери мощности и пропорционально им – количество теплоты, выделяющейся в МС. Вследствие этого усложняется задача охлаждения ИТ. В таких случаях приходится с целью уменьшения потерь на вихревые токи и облегчения теплового режима ИТ уменьшать толщину листов против той, которая необходима для получения допустимого снижения напряжения на вершине импульса. Таким образом, толщина листа может оказаться менее 0,2 мм и по этой причине придется применить МС витого типа. При этом снижение напряжения на вершине импульса уменьшается, что является фактором положительным, но конструкция МС и ИТ в целом усложнится. При большой длительности, но малой энергии импульсов, возможно, придется увеличивать число витков в обмотках и тогда возникнут трудности с размещением обмоток в окне МС. В таких случаях более удобна стержневая МС шихтованного или разрезного типа, позволяющая упростить конструкцию обмоток, сделать их в виде многослойных или секционированных катушек. При стержневых МС проще выполнить конические и спиральные обмотки, в то время как при тороидальных МС конструкция обмоток и всего ИТ в целом усложняется. Все эти соображения должны учитываться при выборе конструкции ИТ.

При выборе конструкции МС важно учитывать также производственные и технологические факторы. Так, например, изготовление тороидальных МС большого диаметра требует специализированного уникального оборудования, которого может не оказаться. В таких случаях могут использоваться тороидальные МС относительно малого диаметра, но тогда конструктивные соотношения в ИТ окажутся неоптимальными, конструкция – нетиповой, при этом обычно существенно увеличивается

объем МС. В каждом конкретном случае приходится учитывать и другие факторы, накладывающие дополнительные ограничения на выбор конструкции, например условия эксплуатации, транспортировки, требования к механической прочности и виброустойчивости. В целом выбор конструкции ИТ должен производиться с учетом всего комплекса требований, предъявляемых к ИТ, и рассматривается как наиболее ответственный этап проектирования, поскольку в наибольшей мере определяет технико-экономические показатели ИТ, его технологичность, эксплуатационные свойства.

После определения типа МС выбирается конструкция обмоток. Предпочтение следует отдавать коническим обмоткам, позволяющим свести до минимума объем МС. Однако вследствие относительной конструктивной сложности и меньшей механической прочности конических обмоток приходится применять и цилиндрические обмотки, более простые и технологичные. В обоих случаях рекомендуется конструкция обмоток с вводом посредине.

Иногда технико-экономические показатели ИТ имеют второстепенное значение. Это особенно характерно для установок физического эксперимента, когда необходимо оперативное решение каких-либо принципиальных задач. Тогда приходится выбирать конструкции ИТ, которые могут быть реализованы при имеющихся материальных возможностях.

Вопросы выбора обмоток дополнительно рассматриваются ниже в примерах расчета ИТ.

Выбор размеров изоляционных промежутков производится посредством их расчета по формулам (4.36) и (4.37), в которых принимается максимальная допустимая напряженность электрического поля. Изоляционный промежуток между первичной обмоткой и МС обычно выбирается из конструктивных соображений, определяемых необходимостью устройства охлаждающих каналов и обеспечения достаточной механической прочности каркаса первичной обмотки, поскольку он является конструктивной основой катушки с обмотками. По этим причинам размер данного изоляционного промежутка обычно оказывается значительно большим, чем требуемый по условиям электрической прочности изоляции первичной обмотки. Это несколько увеличивает индуктивность рассеяния и междуобмоточную емкость, а также уменьшает емкость первичной обмотки ИТ. Последняя обычно оказывается настолько мала, что при расчетах ее можно не учитывать.

Тип изоляции выбирается с учетом класса напряжения и ожидаемой степени напряженности теплового режима ИТ. При длительности импульса более 10 мкс, если ослаблен краевой эффект обмоток, в изоляционных промежутках обмоток допустимо принимать поперечную напряженность электрического поля 10 МВ/м. При длительности импульсов менее 2 мкс напряженность поля можно увеличивать до 14 МВ/м, а при длительности менее 0,1 мкс – до 20 МВ/м.

Выбор размеров проводов производится по эффективному току и допустимой плотности тока в проводах. Диаметр провода рассчитывается по формуле

$$d = 1{,}13\sqrt{S_{\text{м}}} = 1{,}13\sqrt{I_{\text{эф}}/j}\,. \tag{5.7}$$

Если диаметр провода оказывается большим 1,5 мм, то намотку целесообразно выполнить обмоточными проводами прямоугольного сечения или шинами из фольги. Всегда желательно уменьшение диаметра проводов или толщины шин для ослабления поверхностного эффекта. С этой же целью полезно выполнять обмотку из нескольких проводов или шин малого диаметра или толщины. Провода круглого сечения при этом наматываются в один слой, а тонкие шины накладываются одна на другую и изолируются друг от друга конденсаторной бумагой или тонкой фторопластовой пленкой.

Для провода прямоугольного сечения можно считать, что длина сечения провода в четыре раза больше ширины. Ширина сечения (толщина провода) определяется по формуле

$$d = 0{,}5\sqrt{S_{\text{м}}} = 0{,}5\sqrt{I_{\text{эф}}/j}\,. \tag{5.8}$$

Потери в обмотках пропорциональны квадрату плотности тока, и для их уменьшения необходимо уменьшать плотность тока. Однако при этом увеличиваются размеры проводов, габарит катушки и, в конечном итоге, – индуктивность рассеяния ИТ (при заданной индуктивности рассеяния увеличивается объем МС). Кроме того, при увеличении размеров проводов растут потери, связанные с поверхностным эффектом, усложняется конструкция ИТ. По этим причинам, несмотря на потери в обмотках, плотность тока в ИТ все же выбирают обычно большей, чем это принято в силовых трансформаторах. Более или менее типичное значение 5 А/мм^2. Такая высокая плотность тока допустима исключительно по причине малого числа витков в обмотках ИТ, поскольку в таких обмотках и при большой плотности тока потери мощности относительно малы. Однако тепловая нагрузка проводов обмоток, особенно в мощных ИТ и при большой частоте повторения импульсов, иногда оказывается недопустимо высокой, а потому чаще всего приходится считаться с потерями в обмотках. В необходимых случаях плотность тока приходится уменьшать до 2 А/мм^2. В то же время в маломощных ИТ, где условия охлаждения обмоток лучше, чем в мощных, иногда допускают плотность тока до 20 А/мм^2, что необычно много для силовых трансформаторов.

Коэффициент трансформации ИТ рассчитывается по формуле (3.3), где КПД принимают равным 0,95 для маломощных ИТ и 0,98 для мощных. Вследствие высоких КПД ИТ при предварительных расчетах допустимо пользоваться приближенным, без учета КПД, значением коэффициента трансформации.

Приведенные рекомендации по выбору размеров изоляционных промежутков и проводов являются общими. В зависимости от конкретных обстоятельств могут быть разного рода отступления. В частности, что касается размеров провода, то они должны уточняться после завершения тепловых расчетов в соответствии с нормализованными типоразмерами.

Следует отметить, что пределов совершенствованию технических решений принципиально не существует, и поэтому при выборе конструкции ИТ только творческий подход может привести к лучшим результатам.

5.4. КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ

Конструктивный расчет ИТ состоит в выборе главных размеров МС и обмоток. Исходными данными для конструктивного расчета являются значения параметров схемы замещения – индуктивности рассеяния, динамической емкости и индуктивности намагничивания ИТ, полученные в результате электромагнитного расчета по изложенной выше методике (см. § 2.7). Перед началом конструктивного расчета проверяется выполнимость требований в отношении удлинения фронта и выброса напряжения на фронте трансформированного импульса. Если $L_s > 0$ и $C_т > 0$, то требования эти принципиально выполнимы. Если $L_s \leqslant 0$ и $C_т \leqslant 0$, то требования принципиально невыполнимы, так как ИТ не может быть реализован с отрицательными или нулевыми значениями индуктивности рассеяния и емкости обмоток. Если $L_s > 0$ и $C_т \leqslant 0$ или $L_s \leqslant 0$ и $C_т > 0$, то требования к искажениям фронта импульса выполним частично: в одних случаях может быть допустимое удлинение фронта, но выброс на фронте превысит допустимый, в других может быть наоборот. Если требования невыполнимы или выполнимы частично, то необходим пересмотр исходных данных или отказ от применения ИТ в импульсной установке.

Конструктивный расчет ИТ основан на общих формулах для расчета электромагнитных параметров схемы замещения ИТ, которые могут быть представлены в следующем общем виде:

$$L_s = \mu_0 w_1^2 k_p (k_s \sqrt{S} + g\Delta_2)\Delta_2 F_L / h; \qquad (5.9)$$

$$C_т = \epsilon_0 \epsilon h k_p (k_s \sqrt{S} + g\Delta_2) n^2 F_C / \Delta_2. \qquad (5.10)$$

Исключение из рассмотрения индуктивности намагничивания связано с тем, что снижение напряжения на вершине импульса, определяемое этой индуктивностью, в ИТ не является критическим параметром искажений и в необходимых случаях может быть уменьшено.

Для площади поперечного сечения МС и длины обмоток, из формул

(2.3), (5.9) и (5.10) можно получить следующие выражения:

$$S = A^2 (1 + \sqrt{1 + 2g\Delta_2 / (Ak_s)})^2; \tag{5.11}$$

$$h = \frac{w_1 \Delta_2}{n} \sqrt{\mu_0 F_L C_{\text{т}} / (\epsilon_0 \epsilon F_C L_s)}, \tag{5.12}$$

где

$$A = \frac{k_s k_p U_2 t_{\text{и}}}{2 \Delta B k_{\text{a}}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon F_L F_C / (L_s C_{\text{т}})}. \tag{5.13}$$

При расчете конструктивных параметров ИТ с прямоугольной формой сечения МС предварительно необходимо принять входящее в формулу (5.11) целесообразное значение отношения сторон сечения. В связи с этим требуется выяснить, насколько отношение сторон влияет на объем МС. Составляя из формул (5.11) и (5.12) выражение для объема МС, нормируя его по отношению к объему МС при базовом квадратном сечении, т. е. при $a = b$, и предполагая, что коэффициент использования длины МС не зависит от отношения сторон, получим

$$\frac{V}{V_0} = \sqrt{\frac{a}{b}} \left[\frac{k_s + \sqrt{k_s^2 + 2g\Delta_2 / (Ak_s)}}{1 + \sqrt{1 + 2g\Delta_2 / A}} \right]^3. \tag{5.14}$$

В практических конструкциях ИТ значение параметра $2g\Delta_2/(Ak_s)$ обычно находится в пределах 0,1 . . . 2,0. Исследование формулы (5.14) на экстремум показывает, что в области указанных значений при $b/a =$ $= 1$ . . . 4 имеет место нерезко выраженный минимум объема МС: на 18% меньше объема МС, соответствующего базовому квадратному сечению. Однако реализовать теоретически возможное уменьшение объема не удается. Это связано с тем, что принятое предположение о независимости коэффициента использования длины МС от отношения сторон сечения не выполняется в реальных конструкциях, так как с увеличением отношения сторон уменьшается длина МС и, как следствие, уменьшается и сам коэффициент использования длины. Поэтому действительное уменьшение объема обычно не превышает 7%, т. е. незначительно. По этой причине целесообразно при конструировании ИТ ориентироваться на применение более технологичного, квадратного, сечения. С учетом этого, при расчете следует принимать коэффициент $k_s = 1$, а при уточнении конструктивных параметров МС в процессе поверочного расчета иметь в виду, что некоторое отклонение формы сечения от квадратного способствует уменьшению объема и поэтому полезно.

После выбора отношения сторон МС расчет конструктивных параметров ИТ производится в такой последовательности. Сперва рассчитываются значения параметров A и $2g\,\Delta_2/(Ak_s)$, затем по формуле

(5.11) – сечение МС, после этого по формуле (2.3) – число витков первичной обмотки. Число витков округляется в бо́льшую сторону, и с учетом предполагаемого КПД ИТ рассчитывается число витков вторичной обмотки, а по формуле (5.12) – длина намотки.

Найденная длина намотки может оказаться недостаточно большой для получения необходимой продольной электрической прочности обмотки или нормального размещения обмотки по длине окна МС. Обычно это имеет место в относительно маломощных ИТ на высокие напряжения и большую длительность импульсов, когда число витков в обмотках, особенно во вторичной, велико. В таком случае длину намотки приходится увеличивать. Однако это должно быть сделано так, чтобы обеспечить необходимые значения индуктивности рассеяния и емкости обмоток. Практически для этого существует единственная возможность – увеличение размера изоляционных промежутков примерно во столько раз, во сколько необходимо увеличивать длину намотки. Это заведомо приводит к увеличению объема МС, но другого способа получить необходимые значения электромагнитных параметров обмоток в данном случае нет. После увеличения толщины изоляции расчеты повторяются в приведенной последовательности до получения приемлемых результатов. Длина МС, вне зависимости от особенностей расчета, выбирается настолько малой, насколько это допустимо из конструктивных соображений, но так, чтобы выполнялось критическое ограничение $l_2/l_1 \leqslant 1{,}5$.

Возможен другой результат расчета по изложенной методике, при котором длина намотки с некоторым запасом удовлетворяет требованиям продольной электрической прочности обмоток и достаточна для размещения обмоток, а отношение l_2/l_1 меньше критического. Если при этом определенные электромагнитным расчетом параметры схемы замещения соответствуют емкостной реакции трансформаторной цепи, то рассчитанные размеры сечения МС и длина намотки требуют только обычных конструктивных или технологических уточнений в пределах нескольких процентов. Однако если индуктивность рассеяния и емкость соответствуют индуктивной реакции, то появляется возможность уменьшить длину намотки. Это приведет к уменьшению емкости и пропорциональному увеличению индуктивности рассеяния, что увеличит благоприятную в данном случае индуктивную реакцию цепи. Привести индуктивность рассеяния к заданной можно, несколько увеличив площадь сечения МС и уменьшив благодаря этому число витков первичной обмотки. В этом случае емкость обмоток все равно будет несколько меньшей, чем та, которая определена электромагнитным расчетом. В целом эти изменения увеличат индуктивную реакцию цепи, и, следовательно, позволят уменьшить объем МС. Такое положение характерно для относительно мощных ИТ.

При индуктивной реакции трансформаторной цепи расчет конструктивных параметров ИТ можно производить, пренебрегая всеми емко-

стями, в том числе и емкостью обмоток ИТ. Задача расчета в этом случае упрощается и состоит в нахождении конструкции, обеспечивающей только необходимую индуктивность рассеяния при минимальном объеме МС, т. е. при максимальном допустимом, критическом, отношении $l_2/l_1 = 1{,}5$. С целью определенности далее это отношение будет приниматься равным 1,5, однако допустимы и некоторые отклонения. Так, если по каким-либо причинам приращение индукции выбрано меньше предельного допустимого, определяемого индукцией насыщения стали МС, или если допустимо относительно большое снижение напряжения на вершине импульса, то отношение l_2/l_1 может выбираться больше критического, до 1,8, а в некоторых случаях до 2,0.

Возможны две постановки задачи расчета конструктивных параметров ИТ, преследующие цель обеспечить заданную индуктивность рассеяния: расчет может быть ориентирован либо на получение минимального объема МС, либо на получение достаточной продольной электрической прочности и нормальное размещение обмоток в окне МС. При расчете мощных ИТ с большим объемом МС обычно удовлетворяются и оба последних требования. При расчете маломощных ИТ большей частью приходится исходить из требований обеспечения электрической прочности и нормального размещения обмоток.

Ставя задачу получения минимального объема МС, из формулы (5.9) можно определить либо соответствующее минимальному объему число витков первичной обмотки, либо размеры сечения МС. Несколько удобней сначала определять последние, так как они дают более полное представление о конструкции ИТ. Поэтому, заменяя в формуле (5.9) число витков первичной обмотки их выражением из формулы (2.3), для расчета сечения получим следующее уравнение:

$$x^5 - A_0 x - 1 = 0, \tag{5.15}$$

в котором

$$A_0 = k_s \sqrt[5]{\sqrt{\frac{b}{a}}\ \frac{\mu_0 k_p U_1^2 t_{\text{и}}^2 F_L}{\lambda \Delta B^2 k_{\text{a}}^2 k L_s \Delta_2^3 g^4}}\ ; \tag{5.16}$$

$$x = \frac{k_s \sqrt{S}}{A_0 g \Delta_2}, \tag{5.17}$$

а коэффициент длины МС k, соответствующий типу выбранной МС, определяется одной из формул (1.11).

С целью упрощения расчетов значения единственного действительного положительного корня уравнения (5.15) x_1, имеющего физический смысл, определяются из графика (рис. 5.1). После расчета пара-

метра A_0 и определения x_1 площадь сечения МС находится по формуле

$$S = \left(\frac{x_1 A_0 g \Delta_2}{k_s} \right)^2 . \tag{5.18}$$

Затем по формулам (1.4) – (1.6) рассчитывается длина или диаметр МС, а по формуле (2.3) – число витков первичной обмотки. Уточнение числа витков и размеров МС производится описанным ранее способом.

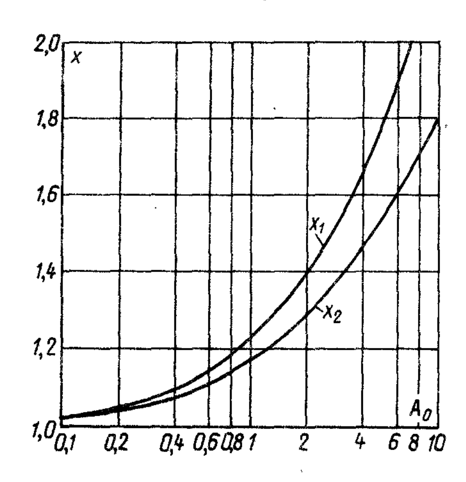


Рис. 5.1. Графики для нахождения корней уравнений (5.15) и (5.19)

Ставя задачу получения необходимой длины намотки, из уравнения (5.15) можно вывести другое:

$$x^4 - A_0 x - 1 = 0, \tag{5.19}$$

в котором

$$A_0 = k_s \sqrt[4]{\frac{\mu_0 U_1^2 t_и^2 k_p F_L}{\Delta B^2 k_а^2 h L_s \Delta_2^2 g^3}} ; \tag{5.20}$$

$$x = \frac{k_s \sqrt{S}}{A_0 g \Delta_2} . \tag{5.21}$$

Значения единственного действительного положительного корня уравнения (5.19) x_2 также определяются из графика на рис. 5.1. Площадь сечения МС рассчитывается по формуле

$$S = \left(\frac{x_2 A_0 g \Delta_2}{k_s} \right)^2 , \tag{5.22}$$

а число витков – по формуле (2.3).

После завершения расчетов размеры МС уточняются с учетом нормализованных типоразмеров стержней, ленты или разрезных магнитопроводов ПЛ и ШЛ.

Вне зависимости от варианта расчета после установления основных конструктивных параметров, производится поверочный расчет механических сил в обмотках и тепловой расчет, на основании чего принимается решение о необходимых изменениях конструкции, введении дополнительных охлаждающих устройств и организации теплового режима, уточняются размеры проводов, а также значения конструктивных параметров МС и обмоток.

5.5. РАСЧЕТ МЕХАНИЧЕСКИХ СИЛ В ОБМОТКАХ

В ИТ, так же как и в силовых трансформаторах, вследствие взаимодействия магнитного поля рассеяния с токами в витках обмоток возникают механические силы, стремящиеся деформировать обмотки. В ИТ, традиционно применяющихся в радиолокационных устройствах, ускорителях заряженных частиц и другой, относительно маломощной импульсной аппаратуре, которая работает в режимах с большой скважностью импульсов, эти силы обычно невелики и не принимаются во внимание. Однако в ИТ, предназначенных для весьма мощных импульсных установок, как, например, для аппаратуры термоядериого синтеза [1], когда токи в обмотках весьма велики, а скважность импульсов относительно мала, механические силы могут быть значительными и, по крайней мере, ориентировочно их следует оценивать.

На основании работы [29] можно показать, что применительно к ИТ суммарная импульсная сила, действующая на все витки одной из обмоток, например первичной, определяется формулой

$$f = \frac{I^2}{2}\frac{\partial L_s}{\partial x}, \qquad (5.23)$$

где x – обобщенная координата – перемещение витков обмотки под действием силы.

Используя общие выражения (5.9) и (5.23), для расчета импульсных сил, деформирующих обмотки в осевом и радиальном направлениях, можно получить следующие формулы:

$$F_h = -\frac{I_1^2 L_s}{4h}; \qquad (5.24)$$

$$F_\Delta = \frac{I_1^2 L_s}{2\Delta_2}. \qquad (5.25)$$

Средние силы, действующие на обмотки, определяются эффективным значением токов в обмотках и поэтому могут быть получены посредством деления импульсных сил на скважность импульсов. Силы, действующие на каждый виток обмоток, в первом приближении должны быть меньше в число раз, равное числу витков.

Осевая сила сжимает витки обмоток, поэтому не препятствует применеиию конических обмоток, "заклинивая" витки на каркасе. Радиальная сила сжимает витки первичной обмотки и разрывает витки вторичной. Помимо этих усредненных проявлений действия сил при низкой частоте повторения импульсов возиикает вибрация витков и обмоток в целом. При больших токах вибрация может представлять определенную опасность и привести к разрушению обмотки, особенно если возникнет механический резонанс. Однако расчет вибраций требует специальных исследований и разработки соответствующих методик, которые пока отсутствуют.

5.6. РАСЧЕТ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА

Тепловые процессы в ИТ протекают точно так же, как в силовом трансформаторе. Поэтому методы расчета нагрева и охлаждения ИТ существенно не отличаются от методов расчета теплового режима силовых трансформаторов и по этой причине могли бы не рассматриваться. Однако с методической целью ниже приводятся основные сведения о расчете и некоторых особенностях теплового режима ИТ. Детальный расчет следует производить на основе специальной литературы [20, 30–32].

Потери мощности в МС и обмотках преобразуются в теплоту и вызывают нагрев соответствующих частей ИТ. От мест выделения теплота под действием теплового градиента направляется к тем местам, где она может быть передана охлаждающей среде, т. е. воздуху или воде, в зависимости от способа охлаждения. Рассеяние теплоты происходит посредством лучеиспускания и конвекции.

Температура трансформатора должна быть в допустимых пределах. Так, температура трансформаторного масла не должна превышать 95 °С, температура обмоток – предельных допустимых температур для изоляционных материалов. Температура окружающего воздуха определяется условиями эксплуатации ИТ и может достигать 50 °С. Площадь поверхности охлаждения каждого элемента конструкции, рассеивающего теплоту, должна быть достаточной для поддержания перепада температур в заданных пределах.

Главными источниками тепловыделения в ИТ являются МС и обмотки. Для этих частей необходимая площаль поверхности охлаждения определяется по формуле [20]

$$S_{\text{охл}} \geqslant \frac{P_{\text{п}}}{k_k \, \Delta\Theta}, \qquad (5.26)$$

где $\Delta\Theta$ – допустимый перепад температур; $P_{\text{п}}$ – мощность потерь; коэффициент $k_k = 50$ Вт/(м^2 · °С) – для маслонаполненных ИТ и $k_k = 12{,}5$ Вт/(м^2 · °С) – для воздушных ИТ.

При температуре окружающего воздуха 40 ... 50 °С в ИТ допустимы

следующие перепады температур между тепловыделяющими поверхностями и охлаждающей средой: между МС и трансформаторным маслом – до 50 °С; между обмотками и маслом – до 40 °С; между стенками масляного бака и воздухом – до 30 °С. Температурный перепад между маслом и стенками бака обычно не превышает 2 °С, и при расчетах им пренебрегают.

Подставляя в формулу (5.26) значения допустимых перепадов температур, можно получить следующие ориентировочные нормы для тепловой нагрузки поверхности охлаждения МС и обмоток соответственно: 2500 и 2000 Вт/м^2 – для маслонаполненных ИТ; 600 и 500 Вт/м^2 – для воздушных ИТ.

Приведенные формы несколько выше принятых в силовом трансформаторостроении, так как время непрерывной работы и срок службы ИТ обычно несколько меньше, чем для силовых трансформаторов. В отдельных случаях эти нормы могут быть увеличены, что всегда приводит к уменьшению срока службы изоляции ИТ. Ориентировочно можно считать, что если температура трансформаторного масла 95 °С, то срок службы ИТ составит 20 лет. Увеличение температуры масла на каждые 8 °С уменьшает срок службы вдвое. Таким образом, при температуре масла 103 °С срок службы ИТ составит 10 лет, при 111 °С – 5 лет и т. д. Иногда требования к сроку службы ИТ таковы, что можно допустить нагрев масла до 125 °С, т. е. примерно удвоить тепловые нагрузки ИТ.

Теплота, выделяющаяся в МС, может передаваться как вдоль, так и поперек листов или лент. Вдоль листов благодаря высокой теплопроводности трансформаторной стали теплота передается практически беспрепятственно. В поперечном направлении теплота передается в 5 ... 15 раз хуже из-за относительно высокого теплового сопротивления междулистовой изоляции [30]. Это обстоятельство не имеет особого значения при расчете поверхности охлаждения шихтованных МС кругового сечения. Однако при расчете поверхности охлаждения МС прямоугольного сечения по этой причине приходится принимать во внимание только торцевые поверхности, так как из глубинных частей МС в поперечном направлении теплота передается намного хуже.

Из-за высокой частоты повторения импульсов и больших потерь на вихревые токи, ИТ обычно характеризуются большими тепловыми нагрузками поверхностей охлаждения МС. Облегчить условия охлаждения ИТ можно посредством охлаждающих каналов шириной 2 ... 5 мм. Если МС витого типа, то она изготовляется из отдельных магнитопроводов, навитых относительно узкими лентами и собираемых с необходимыми зазорами (каналами). Таким способом можно увеличить площадь поверхности охлаждения в несколько раз. Однако это приводит к уменьшению коэффициента заполнения сечения МС и в конечном итоге – к увеличению массы стали МС. Если и при введении охлаждающих масляных каналов тепловая нагрузка поверхности охлаж-

дения окажется чрезмерно большой, то можно рекомендовать введение в масляные каналы специальных радиаторов водяного охлаждения. Радиаторы — это тонкие медные или алюминиевые диски, к внешнему ободу которых приварены трубки водяного охлаждения, или полости, внутри которых циркулирует вода. Трудности водяного охлаждения связаны, прежде всего, с необходимостью надежной герметизации системы охлаждения. Если перечисленные меры все же недостаточны для организации нормального теплового режима, то приходится использовать в МС ленты пермаллоя толщиной до 0,005 мм и уменьшать приращение индукции. В последнем случае весьма целесообразно применение пермаллоев марок 50НХС и 80НХС, имеющих большее, чем у других магнитных материалов, удельное электрическое сопротивление.

В связи с тем что обмотки в некоторой степени теплоизолируют МС, между ними и МС необходимо создавать охлаждающий масляный канал. По этой причине толщина изоляции между первичной обмоткой и МС оказывается, особенно в мощных ИТ, значительно большей, чем это необходимо для получения достаточной электрической прочности изоляции первичной обмотки. Это следует учитывать при конструктивном расчете ИТ. Увеличение толщины изоляции первичной обмотки имеет некоторое положительное значение, так как благодаря этому уменьшается емкость первичной обмотки. Для ИТ с небольшим коэффициентом трансформации, и особенно для понижающих напряжение ИТ, уменьшение емкости может быть важным фактором и должно учитываться при конструктивном расчете ИТ. В сильно повышающих ИТ влияние этой емкости настолько незначительно, что ее можно при расчетах не учитывать.

Вследствие значительного эффекта вихревых токов, особенно при импульсах малой длительности, основное количество теплоты выделяется в МС, и поэтому главные трудности вызывает теплоотвод именно в МС. С увеличением энергии импульсов теплоотвод усложняется, так как при этом необходимо увеличивать объем МС, а увеличение площади поверхности охлаждения "отстает" от роста объема МС. Однако при большой длительности импульсов, когда обмотки содержат большое число витков, потери в обмотках могут превысить потери в МС и главные трудности составит отвод теплоты от обмоток. Эти трудности усугубляются дополнительными потерями вследствие поверхностного эффекта в проводах и обмотке в целом. Именно в связи с трудностями теплоотвода в мощных ИТ редко применяется изоляция из элегаза, которая во многих других отношениях более целесообразна, чем трансформаторное масло.

В целом можно констатировать, что охлаждение мощных ИТ представляет собой сложную техническую проблему, существенно сдерживающую применение ИТ в импульсных системах большой мощности.

Вследствие трудностей теплоотвода весьма мощные импульсные установки приходится эксплуатировать в режимах, при которых импульсы следуют в течение относительно короткого рабочего интервала времени, после чего наступает относительно длинная пауза, используемая для охлаждения отдельных частей импульсной установки. Работа ИТ в таком режиме отличается некоторыми особенностями, которые рассматриваются ниже.

Если импульсы следуют с большой частотой, то в рабочем интервале обмотки и МС быстро нагреваются. В таком режиме ИТ работает аналогично силовому трансформатору при кратковременных перегрузках, например в аварийном режиме короткого замыкания. Тепловые процессы в данном случае допустимо рассматривать как нагрев без существенной теплоотдачи в охлаждающую среду, т. е. как адиабатные процессы. В адиабатном режиме важно, чтобы за время рабочего интервала температура обмоток и МС ИТ не превысила допустимой.

При адиабатном режиме выделившаяся теплота сосредоточивается в меди обмотки и в МС. Уравнение режима имеет вид

$$P_{\text{П}} dt = c\gamma V d\Theta, \tag{5.27}$$

где c – удельная теплоемкость меди обмоток или стали МС; γ – плотность меди или стали; V – объем меди или стали; Θ – температура.

С увеличением температуры удельное электрическое сопротивление меди обмоток увеличивается, вследствие чего по мере нагрева растут и потери в обмотках. С учетом этого из формул (4.24) и (5.27) можно получить следующее соотношение между плотностью тока в обмотке из медного провода, длительностью рабочего интервала $t_{\text{р}}$, начальной ($\Theta_{\text{н}}$) и конечной ($\Theta_{\text{к}}$) температурами обмоток:

$$k_{\text{п.п}} k_{\text{п.о}} j^2 t_{\text{р}} = 51 \cdot 10^3 \ln \frac{235 + \Theta_{\text{к}}}{235 + \Theta_{\text{н}}}. \tag{5.28}$$

Если заданы интервал и температура, то максимальная допустимая плотность тока в проводе обмотки выразится формулой

$$j = 226 \sqrt{\frac{1}{k_{\text{п.п}} k_{\text{п.о}} t_{\text{р}}} \ln \frac{235 + \Theta_{\text{к}}}{235 + \Theta_{\text{н}}}}, \tag{5.29}$$

которая является основанием для выбора плотности тока в обмотках ИТ, работающего в адиабатном режиме.

Удельное электрическое сопротивление стали МС с увеличением температуры также увеличивается. Однако в отличие от обмоток здесь в соответствии с формулой (2.10) уменьшаются потери мощности на вихревые токи. Поэтому, если пренебречь уменьшением потерь, то рассчитанная по формуле (5.27) конечная температура окажется больше действительной. Этим создается допустимый и полезный расчетный запас. Однако более важно другое. При близких плотности и теплоемкости меди и стали масса МС обычно на один-два порядка выше массы обмоток. Поэтому нагрев МС происходит значительно медленнее, чем нагрев обмоток, и к тому времени, когда температура обмоток достигает критической, температура МС обычно еще значительно ниже критической для МС. Поэтому температура МС имеет второстепенное значение и может рассчитываться приближенно, а при расчете превышения температуры МС допустимо пренебречь уменьшением потерь.

С учетом этого для превышения температуры МС на основании формулы (5.27) получим

$$\Delta\Theta = 25 \cdot 10^{-8} P_{п} t_{р} / V. \qquad (5.30)$$

Заключая рассмотрение тепловых процессов в ИТ, отметим, что конструкции баков ИТ и силовых трансформаторов практически не отличаются друг от друга. Так же как в силовых трансформаторах, баки могут быть гладкими или трубчатыми, с естественным или с принудительным охлаждением. Поскольку ИТ входят в состав аппаратуры, работающей, как правило, в закрытых помещениях, то в мощных ИТ шире применяется водяное охлаждение баков. Это позволяет создавать более компактные конструкции ИТ и вводить водяное охлаждение МС.

5.7. ОЦЕНКА ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ

В технико-экономическом отношении ИТ можно характеризовать двумя показателями: коэффициентом полезного действия и коэффициентом использования активных материалов, т. е. стали МС и меди обмоток.

Выражая КПД ИТ через составляющие энергии, получим

$$\eta = \frac{W - W_{LC}}{W - W_{LC} + W_{м} + W_{о}}. \qquad (5.31)$$

Следует отметить, что не вся энергия, выделяемая в нагрузке, является полезной, так как рабочие процессы в реальной, обычно нелинейной, нагрузке начинаются только по достижении некоторого уровня напряжений на ней. Таким образом, часть энергии импульса, выделяющаяся в нагрузке во время формирования фронта и среза импульса, фактически бесполезна. Однако соответствующие уточнения могут быть сделаны только при известных параметрах нагрузки и особенностях протекающих в ней процессов. В целом же можно считать, что ИТ спроектирован удовлетворительно, если рассчитанный по формуле (5.31) КПД находится в пределах 0,90 ... 0,99. Нижние значения КПД характерны для маломощных ИТ, верхние – для ИТ средней и большой мощности, вносящих незначительные искажения фронта и вершины импульса. Отметим, что высокий КПД еще не означает пригодности ИТ для решения поставленных технических задач: тепловые нагрузки обмоток и МС, несмотря на это, могут превосходить допустимые и ИТ будет неработоспособным.

Так как объем активных материалов определяется в основном объемом МС, то в качестве коэффициента использования активных материалов удобно отношение объема МС к энергии импульса, т. е. удельный объем МС. Удельный объем зависит от многих факторов, таких, как удлинение фронта, снижение напряжения на вершине, коэффициент трансформации. Как показывают расчеты, удельный объем

имеет тенденцию к уменьшению при увеличении энергии импульса. По всем этим причинам удельный объем не может служить объективным показателем качества ИТ, но тем не менее дает определенное представление о степени совершенства конструкции, особенно если сравниваются ИТ близких энергий.

Наряду с технико-экономическими целесообразно рассматривать еще и функциональный показатель качества, который характеризовал бы степень выполнения ИТ своего главного назначения – повышать напряжение импульса без искажений его формы.

Таковыми может быть показатель

$$\Phi = \frac{n-1}{n}\left(1 - \frac{t_ф}{t_и}\right)\left(1 - \frac{\Delta U_2}{U_2}\right), \qquad (5.32)$$

который учитывает и степень повышения напряжения, и главные параметры искажений трансформированного импульса.

В ИТ, работающем без искажений и с бесконечно большим коэффициентом трансформации, т. е. в идеальном повышающем ИТ, функциональный показатель равен единице или 100%. Ясно, что такой ИТ физически нереализуем, однако по степени близости функционального показателя к единице можно судить о степени совершенства ИТ.

Представляется целесообразным ввести в рассмотрение также и обобщенный показатель качества ИТ в виде произведения КПД и функционального показателя:

$$П = \eta \Phi. \qquad (5.33)$$

Попытка введения функционального и обобщенного показателей качества ИТ производится впервые, и поэтому степень обоснованности и целесообразность этого должна определяться практикой проектирования ИТ.

5.8. О МАШИННОМ ПРОЕКТИРОВАНИИ

Большая материалоемкость мощных ИТ и крупносерийное промышленное производство ИТ меньших мощностей выдвигают как весьма актуальную задачу оптимизации технико-экономических показателей ИТ. Наиболее успешно эта задача может решаться методами машинного (автоматизированного) проектирования ИТ – с применением современной вычислительной техники. Практически это означает необходимость разработки системы автоматизированного проектирования ИТ (САПР ИТ).

В отличие от разработанных и внедренных промышленных САПР силовых трансформаторов [31] САПР ИТ находится на начальной стадии развития. Программы, разработанные для отдельных расчетов (в основном расчеты переходных процессов в цепях с ИТ) позволяют решать лишь частные задачи и недостаточны для организации САПР. Характерные показатели настоящего состояния САПР ИТ – единичные публикации в периодической печати, отсутствие цельной концепции,

а также общедоступной библиотеки алгоритмов и программ. Поэтому главные задачи на этапе становления САПР ИТ: выработка соответствующей концепции, преодоление психологических барьеров у разработчиков ИТ и стимулирование начинаний в этой области. С учетом опыта разработки и внедрения САПР силовых трансформаторов это представляется особенно важным [31].

Между силовыми и импульсными трансформаторами как по принципу действия, так и в конструктивном отношении нет существенного различия. Поэтому САПР ИТ естественно создавать на основе разработанных и апробированных опытом промышленного проектирования САПР силовых трансформаторов, сведения о которых систематизированы в работе [31], где дана также обширная библиография.

Попытки создания САПР ИТ в том понимании, которое придается САПР в работе [31], представлены фактически единственной работой [32], где приведены результаты машинного расчета и оптимизации основных конструктивных параметров некоторой конкретной конструкции мощного высоковольтного ИТ. В основу процедуры оптимизации положена минимизация некоторой функции качества, выполняемая с учетом ограничений по ряду параметров. Разработанный метод не накладывает ограничений на структуру схемы замещения ИТ. Это позволяет, по крайней мере теоретически, учесть особенности генератора импульсов, соединительных цепей, нагрузки, специфику предварительно выбранной конструкции ИТ. Практически же такая возможность существенно ограничена малым числом допускающих варьирование конструктивных параметров, на что ранее уже обращалось внимание. Соответствующая программа расчетов достаточно проста и поэтому не лимитирована машинным временем. В целом работа [32] может служить приемлемой методической основой для построения САПР ИТ.

Главное препятствие на пути построения надежной САПР ИТ на основе работ [31, 32] – недостаточная разработанность общей теории ИТ и неполная информация о характеристиках электрических и магнитных материалов в разнообразных импульсных режимах работы. Так например, в теории ИТ не рассмотрена тонкая структура искажений формы трансформированного импульса и, что особенно важно, на практике даже не выработаны критерии для ее учета; потери в МС и обмотках рассчитываются весьма приближенно; в расчеты вводятся усредненные справочные характеристики применяемых материалов, а в импульсных режимах они существенно иные; почти всегда отсутствует полная информация о свойствах нагрузки и т. д. При проектировании ИТ учет всех этих факторов весьма важен. Так, погрешность 10% в расчете длительности фронта импульса приводит, согласно формуле (5.1), к такой же ошибке в определении объема МС; отклонение диэлектрической проницаемости от принятого справочного значения на 20%, что более чем вероятно, приводит, согласно формуле (5.2), к ошибке в определении объема МС еще на 10%. В конечном итоге при современном состоянии теории ИТ и справочных материалов учет даже всех факторов не гарантирует точности расчетов выше 30%.

Таким образом, высокие точностные возможности машинных методов не могут быть реализованы в практических расчетах и преимущества машинных методов по изложенным причинам фактически сводятся к освобождению проектировщика от рутинной вычислительной работы. Отсюда следует вывод о необходимости совершенствования теории ИТ, что само по себе невозможно без тех же машинных методов, так как уточнение теории ИТ требует, прежде всего, более точного исследования протекающих в ИТ переходных процессов, а в этой области

возможности традиционных аналитических методов практически исчерпаны. Отметим, что при разработке САПР силовых трансформаторов подобные трудности возникли и преодолевались многолетней целенаправленной работой ряда специализированных коллективов.

Другое перспективное применение машинных методов – использование их для поверочных расчетов спроектированных ИТ, т. е. для анализа конкретных конструкций ИТ. Здесь в отличие от проектирования вполне целесообразно представлять ИТ возможно более точной схемой замещения, так как задача анализа не включает в себя поиск средств управления свойствами ИТ. На этой основе свойства спроектированного ИТ могут быть установлены весьма точно, что, однако, также требует уточнения характеристик материалов в соответствующем импульсном режиме. Систематическое проведение машинных поверочных расчетов позволит накопить банк данных, что может быть в последующем использовано при проектировании ИТ. Для подтверждения важности поверочных расчетов сошлемся на работу [8], где показано, что таким способом удалось установить даже влияние распределенного характера электромагнитных параметров обмоток на искажения трансформированного импульса и пространственно-временное распределение напряжения между обмотками. Высокая точность исследования была обеспечена введением в расчеты измеренных значений индуктивных и емкостных параметров катушки ИТ. Этим здесь дополнительно обращается внимание на то, что расчетные методы нуждаются в надежных экспериментальных данных. В целом же работами [8] и [32] доказана высокая эффективность машинных методов, позволивших, в частности, автору работы [8] получить качественно новые результаты.

В заключение представляется уместным предостеречь от заблуждения, будто бы машинные методы освобождают от знания теории, от анализа конструкций и т. д. Последнее необходимо по меньшей мере хотя бы для квалифицированной постановки задач, соответствующих высоким вычислительным возможностям машинных методов.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ СО СТЕРЖНЕВОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМОЙ

6.1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О СТЕРЖНЕВЫХ МАГНИТНЫХ СИСТЕМАХ

В ИТ применяются стержневые МС шихтованного, витого и разрезного типа.

Шихтованные МС изготовляются из листов электротехнической стали марок 3404–3408 толщиной 0,27 . . . 0,35 мм. Такие МС применяются в мощных ИТ при длительности импульсов более 100 мкс. В отдельных случаях, когда к снижению напряжения на вершине импульса и потерям мощности в МС не предъявляются особо высокие требо-

вания, такие МС могут применяться и при меньшей длительности импульсов. Обычно это бывает при работе ИТ с большой скважностью или в моноимпульсном режиме. Промышленность выпускает тонколистовые горячекатанные стали, например марки 1521 с толщиной листа 0,10 ... 0,22 мм. По электромагнитным параметрам эти стали пригодны для МС ИТ при длительности импульсов 10 ... 100 мкс. Однако изготовление МС, особенно крупногабаритных, шихтованного типа из тонколистовых сталей сопряжено с относительно большими технологическими трудностями. Поэтому при длительности импульсов менее 100 мкс предпочтение обычно отдается МС витого типа из лент электротехнической стали марок 3421–3425.

Конструктивное исполнение и технология изготовления шихтованных МС для ИТ такие же, как и для силвых трансформаторов. Так же как и в силовых трансформаторах, при требуемой площади поперечного сечения стрежней МС менее 50 см^2 применяют стержни квадратного или близкого к нему прямоугольного сечения. Если требуется площадь больше 50 см^2, форму сечения выбирают в виде симметричной ступенчатой фигуры, вписанной в окружность диаметра D, который называется диаметром стержня. Такое круговое сечение стержня без охлаждающнх каналов и с ними приведено на рис. 6.1 и 6.2.

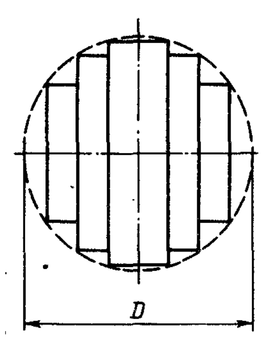


Рис. 6.1. Круговое сечение стержня магиитной системы без охлаждающих каналов

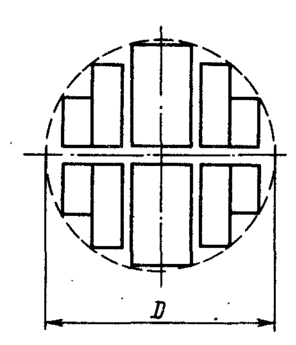


Рис. 6.2. Круговое сечение стержня магнитной системы с охлаждающими каналами

Диаметр стержня является базовым размером МС, подлежащим расчету. Конструктивные параметры стандартизованных стержней кругового сечения приведены в табл. 6.1.

Ступенчатое сечение образуется за счет набора стержня из пластин разной ширины, собранных в отдельные пакеты. Число ступеней, т. е. число пакетов в одной половине круга, может достигать 16, но в мощных ИТ обычно не превышает 8. С увеличением числа ступеней повы-

Таблица 6.1. **Конструктивные параметры стержней кругового сечения**

Диаметр стержня, мм	Число ступеней	Площадь сечения, см^2		Коэффициент заполнения площади круга
		геометрического	активного	
80	4	43,30	41,36	0,825
90	5	56,70	54,43	0,855
100	6	72,00	69,12	0,891
110	6	86,20	82,75	0,921
125	6	112,30	107,80	0,880
140	6	141,50	135,84	0,880
160	6	183,50	176,15	0,880
180	6	232,80	223,42	0,880
200	6	277,50	266,10	0,850
220	7	342,50	322,80	0,850
240	7	407,90	391,58	0,865
260	7	472,00	453,88	0,855
280	7	556,20	533,05	0,865
300	7	644,60	618,81	0,875
320	8	732,70	703,39	0,880
340	8	828,60	795,45	0,880
360	8	910,30	873,88	0,858
380	8	1019,60	978,81	0,865
400	10	1143,24	1097,51	0,872
420	10	1255,02	1204,81	0,875
450	13	1451,18	1393,13	0,878
480	13	1657,36	1591,06	0,880
500	13	1788,40	1716,86	0,910

шается коэффициент заполнения площади круга сталью, но усложняется конструкция МС.

Витые МС изготовляются из лент электротехнической стали марок 3421–3425 толщиной 0,05, 0,08 и 0,15 мм стандартной ширины – от 16 до 80 мм, градации которой приведены ниже:

Толщина ленты, мм:
0,05 . . . . .16; 20; 25; 28; 30; 32; 35,5; 40
0,08 . . . . .16; 20; 25; 28; 30; 32; 35,5; 40; 50; 64; 71
0,15 . . . . .16; 20; 25; 28; 30; 32; 35,5; 40; 50; 64; 71; 80

Собственно МС составляется либо из одного витого магнитопровода, если ее сечение не очень велико, либо из нескольких одинаковых магнитопроводов. Форма магнитопроводов показана на рис. 1.6–1.8. Если в МС несколько магнитопроводов, то между ними при сборке оставляются масляные охлаждающие каналы, как показано на рис. 6.3. Из витых магнитопроводов можно компоновать МС и кругового се-

чения, как показано на рис. 6.4. Однако для этого нужны магнитопроводы разного размера, навитые из лент разной ширины. Это существенно усложняет конструкцию, и такие МС не всегда целесообразны.

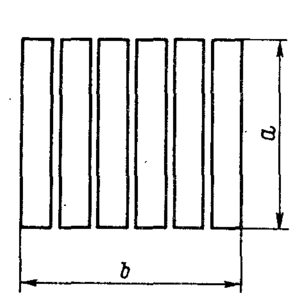


Рис. 6.3. Прямоугольное сечение стержня магнитной системы из витых магнитопроводов

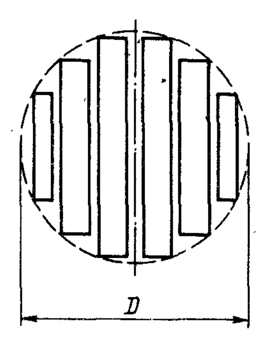


Рис. 6.4. Круговое сечение стержня магнитной системы из витых магнитопроводов

Производство витых магнитопроводов требует комплекса специального оборудования, на котором производятся такие операции, как очистка и обезжиривание ленты, покрытие ее изолирующим и склеивающим составом, который выдерживает высокую температуру при отжиге, навивка и формовка на специальных оправках, сушка и отжиг в вакуумных, водородных или заполненных инертным газом печах [33–35]. Таким образом, высокое качество изготовления витых магнитопроводов возможно только в условиях специализированного производства с относительно сложной технологией, и поэтому целесообразна соответствующая кооперация, особенно если МС большого размера. Главным фактором, ограничивающим возможности производства крупногабаритных МС, являются размеры печей для отжига.

В мощных ИТ большей частью применяются витые МС из нескольких неразрезных магнитопроводов, разделенных охлаждающими каналами, как показано на рис. 6.3. Для этого наиболее важного практического случая надо создать условия, при которых обеспечивается нормальный тепловой режим МС. Теплота эффективно отводится только от боковых поверхностей магнитопроводов, поэтому из формул (2.18), (5.26) и общих геометрических представлений можно установить, что тепловая нагрузка поверхности МС определяется только одним размером магнитопровода – шириной ленты b. Формула, связывающая ширину ленты с режимом работы МС, электромагнитными параметрами ленты, ее толщиной и удельной тепловой нагрузкой на боковую поверхность каждого магнитопровода, имеет следующий вид:

$$b = \frac{2p_{\text{п.уд}}}{F\Delta B\left[\Delta H + \Delta B ç^2/(8\rho t_{\text{и}})\right]} . \qquad (6.1)$$

Обращает на себя внимание то, что ни число магнитопроводов, ни их форма не определяет ширину ленты, т. е. формула (6.1) позволяет рассчитать ширину

ленты магнитопровода любой формы, например тороидальной. Так как обеспечение нормального теплового режима МС является безоговорочным требованием, то перед началом проектнрования ИТ целесообразно установить необходимую ширину ленты. Как видно из формулы (6.1), приемлемая ширина ленты может быть получена практически только двумя способами: уменьшением ее толщины

Таблица 6.2. **Магнитопроводы стержневые ленточные типа ПЛ**

Типоразмер	a, мм	b, мм	$h_о$, мм	$h_с$, мм	S, см^2	l, см
10 × 12,5-20	10,0	12,5	12,5	20	1,12	9,6
25				25		10,6
32				32		11,6
40				40		13,6
12,5 × 16-25	12,5	16	16	25	1,8	12,6
32				32		13,4
40				40		15,0
50				50		17,0
12,5 × 25-30	12,5	25	20	30	2,8	13,8
40				40		15,8
50				50		17,8
60				60		19,8
16 × 32-40	16	32	25	40	4,6	18,0
50				50		20,0
65				65		23,0
80				80		26,0
20 × 40-50	20	40	32	50	7,2	22,7
60				60		24,7
80				80		28,7
100				100		32,7
25 × 50-65	25	50	40	65	11,2	28,8
80				80		31,8
100				100		35,8
120				120		39,8
32 × 64-80	32	64	50	80	18,4	36,0
100				100		40,0
130				130		46,0
160				160		52,0
40 × 80-100	40	80	64	100	28,8	45,3
120				120		49,0
160				160		57,3
200				200		65,3

Таблица 6.3. **Магнитопроводы броневые ленточные типа ШЛ**

Типоразмер	a, мм	b, мм	$h_о$, мм	$h_с$, мм	S, см^2	l, см
10 X 10	10	10	10	25	0,90	8,5
12,5		12,5			1,12	
16		16			1,44	
20		20			1,80	
12 X 12,5	12	12,5	12	30	1,35	10,2
16		16			1,71	
20		20			2,16	
25		25			2,70	
16 X 16	16	16	16	40	2,30	13,6
20		20			2,88	
25		25			3,60	
32		32			4,60	
20 X 20	20	20	20	50	3,60	17,1
25		25			4,50	
32		32			5,76	
40		40			7,20	
25 X 25	25	25	25	62,5	5,62	21,3
32		32			7,20	
40		40			9,00	
50		50			11,25	
32 X 32	32	32	32	80	9,20	27,3
40		40			11,70	
50		50			14,70	
64		64			18,70	
40 X 40	40	40	40	100	14,70	34,3
50		50			18,30	
64		64			23,50	
80		80			29,40	

или приращения индукции. Первое усложняет изготовление магнитопроводов, уменьшает коэффициент заполнения сечения сталью и удорожает МС. Второе приводит к резкому увеличению объема МС. Таким образом, оба способа ухудшают технико-экономические показатели ИТ, однако являются практически единственными для нормализации теплового режима МС.

Конструировать ИТ малой и средней мощности целесообразно со стандартизованными витыми разрезными МС стержневого или броневого типа, ПЛ и ШЛ соответственно. Форма таких МС показана на рис. 1.6–1.8, а основные конструктивные размеры приведены в табл. 6.2 и 6.3.

6.2. КОНСТРУКЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ СО СТЕРЖНЕВОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМОЙ

Общая компоновка мощного ИТ на шихтованной стержневой МС кругового сечения с цилиндрическими обмотками приведена на рис. 6.5. Конструктивной основой ИТ является МС *5*, на стержнях которой размещены разделенные на две части первичная и вторичная обмотки. Каждая часть первичной обмотки состоит из бакелитового цилиндра *4* с наложенной на него секцией *2*, и каждая часть вторичной – из бакелитового цилиндра *3* с секцией *1*. Бакелитовые цилиндры первичной обмотки крепятся на стержне МС посредством клиньев, прижимных колец или другими способами, применяемыми в силовых трансформаторах [20]. Аналогичным образом крепятся цилиндры вторичной обмотки. Монтаж и крепление МС к крышке бака такие же, как и в силовых трансформаторах.

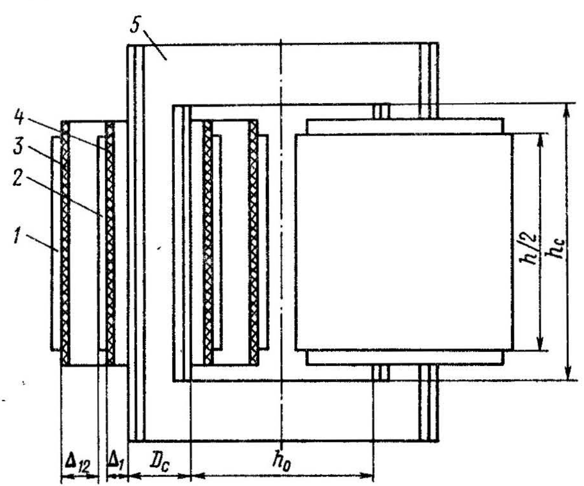


Рис. 6.5. Компоновка мощного ИТ с шихтованной стержневой магнитной системой кругового сечения

Схема обмоток может быть одной из приведенных на рис. 4.10 и 4.11. Поэтому в общем случае части обмоток, расположенные на стержнях, могут быть и неодинаковыми. Однако, поскольку ИТ со стержневыми МС кругового сечения применяются обычно в весьма мощных высоковольтных ИТ, наиболее характерным типом обмоток являются обмотки с вводом посредине. Схема таких обмоток из четырех одинаковых параллельно соединенных секций, расположенных попарно на стержнях, приведена на рис. 6.6. Если по проводам вторичной обмотки подается технологическое питание находящихся под высоким напряжением приборов импульсной установки, то приме-

няются обмотки с транспонированными секциями, схема которых приведена на рис. 6.7. Такая схема позволяет уменьшить индуктивное падение напряжения технологического питания в цепи вторичной обмотки.

Вторичная обмотка ИТ может быть также и конической. Это усложняет конструкцию ИТ, но позволяет существенно, в 1,6 ... 1,8 раза, уменьшить объем МС. В ИТ с конической вторичной обмоткой бакелитовый цилиндр заменяется специально изготовленным коническим каркасом (рис. 6.8). Конструктивное исполнение каркаса может быть

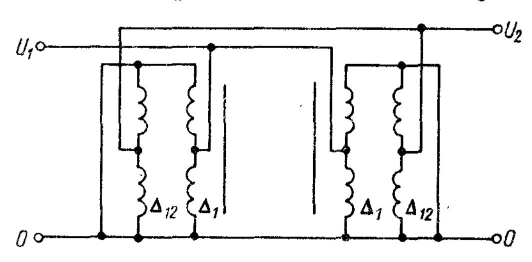


Рис. 6.6. Схема четырехсекционных обмоток с вводом посредине

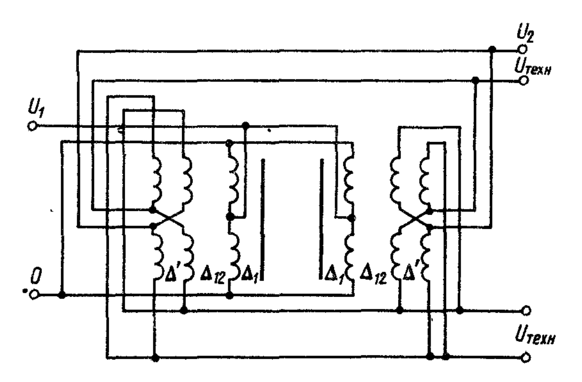


Рис. 6.7. Схема четырехсекционных транспонированных обмоток

разным. Целесообразна точеная их стеклоэпоксида конструкция, состоящая из двух симметричных частей. С тем чтобы избежать сползания витков обмотки, на поверхность каркаса наносятся резьбовые канавки. В целом конструкция ИТ с такой конической обмоткой относительно сложна и ее применение оправдывается в ИТ большой мощности, когда особенно желательно уменьшить массу и габариты ИТ. Отметим, что в ИТ с коническими обмотками вследствие уменьшения сечения МС число витков в обмотках примерно в 1,5 раза больше, чем в ИТ с цилиндрическими обмотками. Иногда это создает трудности в размещении обмоток по длине стержня.

Характерная конструкция ИТ со стержневой МС витого типа прямоугольного сечения с цилиндрическими обмотками приведена на рис. 6.9. Здесь на МС *5* накладывается изоляция *4* первичной обмотки

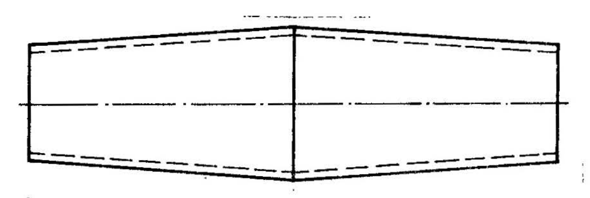


Рис. 6.8. Конический каркас вторичной обмотки с вводом посредине

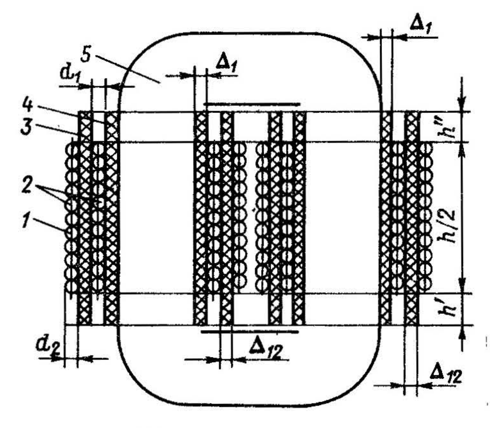


Рис. 6.9. Компоновка ИТ с витой стержневой магнитной системой

из трансформаторной бумаги или электрокартона. На изоляцию наматывается первичная обмотка *2*. На витки первичной обмотки накладывается междуобмоточная изоляция *3* такого же типа, и на нее наматывается вторичная обмотка *1*. При разрезной МС первичная обмотка наматывается на клееный съемный каркас из электрокартона. Каждая часть обмоток представляет собой катушку. Катушка съемная, что позволяет механизировать ее изготовление. Трансформатор с такой бумажно-масляной изоляцией широко применяется при напряжении до 50 кВ и в отдельных случаях – до 100 кВ.

Если ИТ работает в напряженном тепловом режиме, что почти всегда имеет место при большой частоте повторения импульсов, в конструкции на рис. 6.9 необходимо создать хорошие условия для отвода теплоты от МС и обмоток. Улучшить отвод теплоты от МС можно, оставляя между МС и каркасом первичной обмотки некоторый зазор, образующий масляный канал. Однако это не улучшает теплоотвод от обмоток, так как они теплоизолированы (бумажно-масляная изоляция).

Улучшить теплоотвод как от МС, так и от обмоток можно, применяя в качестве каркасов обмоток профилированные рейки *1* и *2* из органического стекла, как показано на рис. 6.10. Провода первичной и вторич-

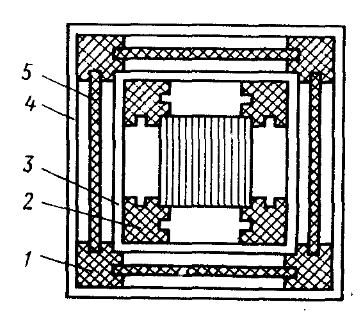


Рис. 6.10. Поперечное сечение стержня с обмотками на профилированных рейках

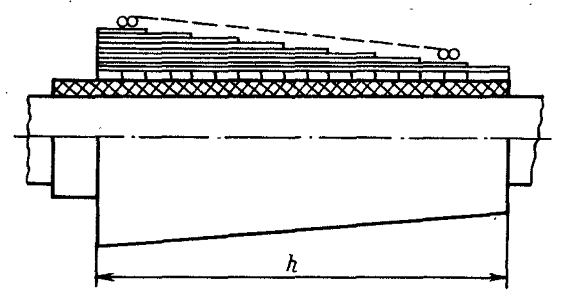


Рис. 6.11. Коническая обмотка со слонстой изоляцией

ной обмоток *3* и *4* наматываются непосредственно на рейки, механическая прочность обмоток обеспечивается за счет натяга проводов. Профильные канавки вдоль реек служат для удлинения пути поверхностного разряда. При больших напряжениях для усиления изоляции целесообразна установка барьеров *5* из пластин органического стекла или электрокартона. В таком ИТ обмотки и МС свободно омываются маслом, благодаря чему создаются хорошие условия для теплоотвода. Данная конструкция трансформатора целесообразна при напряжении 50 ... 100 кВ, когда размеры изоляционных промежутков достаточно велики для применения реек.

В конструкции ИТ на рис. 6.9 легко реализуется обмотка конического типа. Для этого межслоевая изоляция накладывается таким образом, чтобы толщина ее плавно увеличивалась по длине намотки с увеличением напряжения, как показано на рис. 6.11 и 6.12. Обмотка на рис. 6.11 целесообразна при относительно небольшом напряжении, когда влияние краевого эффекта ослабляется некоторым увеличением размеров изоляционных промежутков. Обмотка на рис. 6.12 с вводом

посредине целесообразна при напряжении до 100 кВ, когда увеличение изоляционных промежутков существенно увеличивает длину намотки и размеры ИТ. Если позволяет длина стержня, то и при меньших напряжениях всегда целесообразна обмотка с вводом посредине, так как она позволяет принимать минимальные размеры изоляционных промежутков и благодаря этому уменьшать объем МС. Раскрой полос трансформаторной бумаги или электрокартона для реализации конических обмоток (рис. 6.11 и 6.12) показан на рис. 6.13, *а* и *б* соответственно.

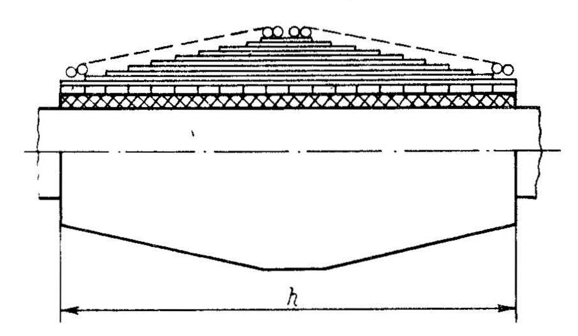


Рис. 6.12. Коническая обмотка со слоистой изоляцией и вводом посредине

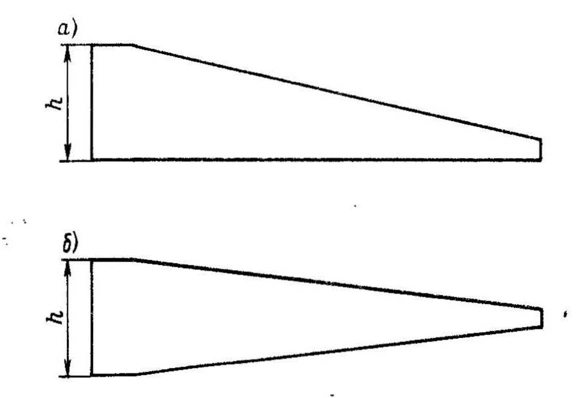


Рис. 6.13. Раскрой полос трансформаторной бумаги для конических обмоток

При напряжении более 100 кВ целесообразно применение чисто масляной изоляции и обмоток с вводом посредине. Достоинства чисто масляной изоляции реализуются только тогда, когда в соответствующих изоляционных промежутках отсутствуют конструктивные элементы, на которых может возникать поверхностный разряд. Конструкции обмоток, удовлетворяющие этому требованию, приведены на рис. 6.14 и 6.15. Здесь первичные обмотки *2* накладываются на МС *1* одним из описанных ранее способов. Вторичная обмотка *3* в ИТ с цилиндричес-

кой обмотками (рис. 6.14) накладывается на сборный каркас из четырех пластин *4*, снабжённых со стороны торцов пазовыми замками. Верхняя и нижняя пластины крепятся на стержне МС при помощи опор *5*, боковые пластины устанавливаются в пазовые замки верхней и нижней пластин и фиксируются в них натягом вторичной обмотки. Наиболее целессообразный материал пластин – органическое стекло, обладающее хорошими изоляционными свойствами и легко поддающееся механической обработке. В ИТ с коническими обмотками (рис. 6.15, позиции – те же, что на рис. 6.14) каркас вторичной обмотки также выполняется из пластин с пазовыми замками, но форма пластин более сложная, пластины изгибаются в средней части. В такой обмотке концы пластин опираются непосредственно ча каркас первичной обмотки или на стержень МС. За счет изгиба пластин каркасу придается дополнительная механическая прочность. Относительно сложный раскрой пластин каркаса поясняется рис. 6.16.

Как видно из рис. 6.14 и 6.15, в изоляционных промежутках между первичной и вторичной обмотками нет никаких крепежных деталей,

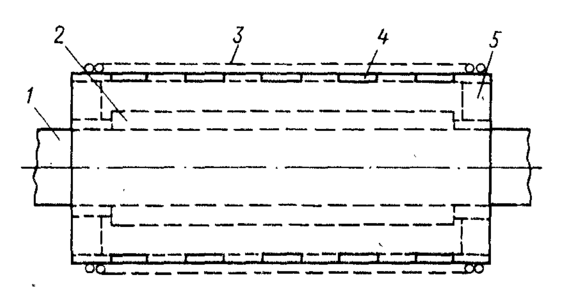


Рис. 6.14. Цилиндрическая обмотка с масляной изоляцией и вводом посредине

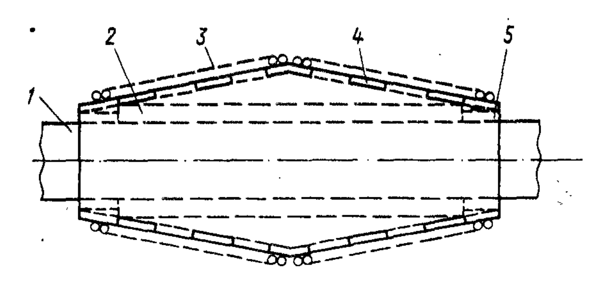


Рис. 6.15. Коническая обмотка с масляной изоляцией и вводом посредине

а значит, отсутствуют пути для поверхностных разрядов. Именно благодаря этой особенности конструкции, в ней обеспечивается высокая электрическая прочность и восстанавливаемость изоляции после единичных пробоев или искрений в аварийных режимах работы ИТ. При тща-

тельном исполнении пластин каркасы легко собираются и разбираются и имеют достаточную механическую прочность. Как важное обстоятельство отметим, что описанные конструкции ИТ позволяют применять в качестве главной изоляции не трансформаторное масло, а элегаз. При использовании элегаза под давлением более 0,3 МПа электрическая прочность этих конструкций выше, чем при использовании трансформаторного масла. Однако при элегазе затрудняется теплоотвод и требуются баки высокого давления.

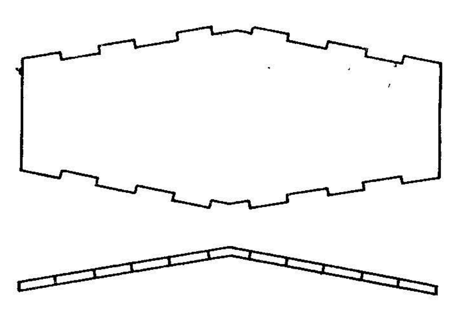


Рис. 6.16. Раскрой пластин каркаса конической обмотки с вводом посредине

6.3. МОЩНЫЙ ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР С ШИХТОВАННОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМОЙ КРУГОВОГО СЕЧЕНИЯ

В различных электрофизических установках необходимы электрические импульсы большой энергии и напряжения при длительности импульса более 100 мкс и форме, возможно более близкой к прямоугольной. Для получения таких импульсов обычно применяются генераторы с искусственной формирующей линией в режиме полного разряда с коммутаторами типа мощных водородных тиратронов или тиристоров. Такие генераторы вследствие малых рабочих напряжений коммутаторов обеспечивают генерацию импульсов большой энергии, но напряжением не более 20 кВ, и возникает необходимость применения ИТ в составе импульсной установки – для повышения напряжения до требуемого.

В качестве примера рассмотрим основные этапы проектирования мощного ИТ при следующих исходных данных: энергия импульса 100 кДж; первичное напряжение 20 кВ; вторичное напряжение 400 кВ; полярности первичного и вторичного напряжения противоположны; длительность импульса 200 мкс; длительность фронта импульса 10 мкс; общая неравномерность вершины импульса, включая выброс напряжения на фронте, не более 3%; частота повторения импульсов 5 Гц; нагрузка линейная, емкость нагрузки 0,001 мкФ; индуктивность монтажа

первичной и вторичной цепей по 2 мкГн; емкость монтажа первичной цепи 0,1 мкФ; форма импульса генератора практически прямоугольная (это принимается и во всех последующих примерах расчета); режим работы импульсной установки — длительный; скважность импульсов 1000.

Вследствие большой длительности импульса можно ожидать, что потери в МС на вихревые токи и дополнительные потери в обмотках будут небольшими, и поэтому на первом этапе расчета ими можно пренебречь. С учетом этого из исходных данных следует, что мощность ИТ равна 500 МВт, ток нагрузки 1250 А, ток первичной обмотки 25 кА, приведенное к числу витков первичной обмотки сопротивление нагрузки 0,8 Ом, коэффициент трансформации 20.

Проектирование ИТ производится в приводимой ниже последовательности. Прежде всего устанавливается возможность реализации ИТ с заданными параметрами искажений формы фронта импульса при заданной индуктивности и емкости монтажа и нагрузки. С этой целью рассчитываются электромагнитные параметры схемы замещения трансформаторной цепи в соответствии с методикой, изложенной в § 3.7. Согласно исходным данным выброс напряжения на фронте импульса недопустим. По этой причине коэффициент затухания трансформаторной цепи должен быть не менее единицы. В данном случае — для линейного согласованного генератора, когда $\alpha = 0{,}5$, оптимальный коэффициент затухания, обеспечивающий минимальное удлинение фронта импульса и отсутствие выброса напряжения на фронте, равен единице. В связи с этим принимается коэффициент затухания трансформаторной цепи $\delta = 1$.

Согласно графику на рис. 3.11 $\tau_ф = 3{,}2$ при $\delta = 1$ и $\alpha = 0{,}5$. Тогда расчет электромагнитных параметров схемы замещения трансформаторной цепи по формулам (3.45), (3.46) и аналогичных параметров схемы замещения ИТ по формулам (3.48), (3.49) дает следующие значения:

$$L_{1,2} = \frac{t_ф R'_2 G_{1,2}}{\tau_ф \alpha} = \frac{10 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}8(1 \pm \sqrt{1^2 + 0{,}5 - 1})}{3{,}2 \cdot 0{,}5} =$$

$= 8{,}55$ мкГн; $1{,}47$ мкГн[1];

$$C_{1,2} = \frac{t_ф}{\tau_ф R'_2 G_{1,2}} =$$

$$= \frac{10 \cdot 10^{-6}}{3{,}2 \cdot 0{,}8(1 \pm \sqrt{1^2 + 0{,}5 - 1})} = 2{,}29 \text{ мкФ};\ \ 13{,}40 \text{ мкФ};$$

---

[1] Здесь и далее первый результат расчета соответствует знаку "+", а второй — знаку "–" перед радикалом. В той же очередности эти значения вводятся в последующие формулы.

$$L_{s1,2} = L_{1,2} - L_{М} = L_{1,2} - L_{М1} - L_{М2}/n^2 =$$
$$= (8{,}55;\ 1{,}47) - 2 - 2/20^2 = 6{,}54 \text{ мкГн};\ -0{,}54 \text{ мкГн};$$
$$C_{т1,2} = C_{1,2} - C_{М} = C_{1,2} - C_{М1} - C_{н}n^2 =$$
$$= (2{,}29;\ 13{,}40) - 0{,}1 - 0{,}001 \cdot 20^2 = 1{,}79 \text{ мкФ};\ 12{,}9 \text{ мкФ}.$$

Результаты расчета показывают, что ИТ реализуем только при индуктивной реакции трансформаторной цепи, так как при емкостной реакции индуктивность рассеяния имеет отрицательное значение. Поэтому дальнейшие расчеты ориентированы на индуктивную реакцию, как единственно допустимую в данном случае. При этом, однако, обеспечивается минимальный объем МС, и поэтому невозможность проектирования ИТ для цепи с емкостной реакцией не имеет практического значения.

Выбор конструкции ИТ производится из следующих соображений. Оценка объема МС, выполненная для индуктивной реакции и близкого к максимальному возможному приращению индукции 3 Тл (см. § 5.2), показывает, что этот объем должен ориентировочно составить 0,7 м^3, чему соответствует масса МС 5,3 т. При столь значительных массогабаритных характеристиках неизбежны определенные технологические трудности в изготовлении МС. Поэтому желательно использовать типовую МС, применяемую в силовых трансформаторах. Расчет толщины листа МС по формуле (5.6) дает максимальное допустимое значение 0,69 мм. Таким образом, МС может быть изготовлена шихтованной кругового сечения из листов стали марок 3405–3408 толщиной 0,35 мм, что обеспечит снижение напряжения на вершине трансформированного импульса значительно меньшее, чем это оговорено исходными данными. По изложенным причинам с учетом массогабаритных характеристик принимается стержневая МС с круговым сечением стержней из стали 3408 при толщине листа 0,35 мм. Такая МС может изготовляться на предприятиях электротехнической промышленности по принятой на них технологии.

В возможном аварийном режиме короткого замыкания цепи нагрузки тока в обмотках могут удвоиться и достигнуть 50 и 2,5 кА в первичной и вторичной обмотке соответственно. В связи с этим возможны значительные механические напряжения в обмотках и они должны быть достаточно механически прочными. С другой стороны, вследствие высокого вторичного напряжения обмотки должны обладать также и высокой электрической прочностью. Оба этих требования удовлетворяются при применении цилиндрических обмоток с вводом посредине и чисто масляной главной изоляции. Возможно также применение вместо масла элегаза, однако вследствие большой мощности ИТ это затруднит теплоотвод от обмоток и МС, а потому более целесообразно масляное исполнение ИТ. Ввиду большой мощности следует также ожидать, что число витков в обмотках будет не очень

большим, и поэтому возможно применение однослойных обмоток. В целом всем перечисленным требованиям удовлетворяет конструкция ИТ, приведенная на рис. 6.5, которая поэтому принимается в качестве основы для дальнейших расчетов.

Вследствие большой энергии импульса ожидаются большие габариты ИТ, и поэтому необходимо принять возможные меры для их уменьшения. С этой целью принимается максимальное допустимое для стали марки 3408 приращение индукции 3 Тл и напряженность электрического поля в трансформаторном масле 10 МВ/м. Для реализации принятого приращения индукции необходимо введение в ИТ размагничивающего поля от внешнего источника тока.

При выбранной напряженности электрического поля с учетом необходимости встречного включения обмоток для изменения полярности трансформируемого импульса толщина изоляционного промежутка между обмотками Δ_{12} составит 0,042 м, а условная толщина главной изоляции Δ_2 – 0,04 м. Вследствие большой мощности ИТ необходим наиболее эффективный отвод теплоты от МС. С этой целью требуется устройство масляного канала между МС и первичной обмоткой, для чего толщина изоляционного промежутка Δ_1 выбирается равной 0,02 м. Это значительно больше, чем необходимо из условия достаточной электрической прочности первичной обмотки. Положительным следствием увеличенного размера изоляционного промежутка является уменьшение емкости первичной обмотки примерно на порядок.

Размеры проводов обмоток выбираются по допустимой плотности тока в проводах. Плотность тока определяется из следующих соображений. С одной стороны, ИТ отличается большой мощностью, и поэтому желательны минимальные потери в проводах. Тогда по аналогии с силовыми трансформаторами следовало бы принять плотность тока 1,5 ... 2,0 А/мм^2. Однако при такой, относительно малой плотности тока размеры проводов будут большими, что увеличит индуктивность рассеяния ИТ. Уменьшение индуктивности рассеяния до требуемой сопряжено с увеличением объема МС, что при большом ее объеме особенно нежелательно. С другой стороны, поскольку предполагается, что обмотки будут однослойными, в принятой конструкции ИТ охлаждение обмоток не должно вызвать затруднений. По этой причине допустима значительно более высокая плотность тока. С учетом этих соображений, имея в виду предварительный характер расчетов и неизбежные уточнения размеров проводов, целесообразно увеличить плотность тока до 5 А/мм^2.

При заданной скважности импульсов суммарные эффективные токи в первичной и вторичной обмотке составляют 790 и 39,5 А. Эти токи равномерно распределены по четырем секциям каждой из обмоток (рис. 6.6), т. е. в каждой секции составляют примерно 200 и 10 А. При плотности тока 5 А/мм^2 площадь сечения проводов секций 40 и 2 мм^2. Из этих данных следует целесообразность применения в первичной обмотке проводов прямоугольного, а во вторичной – круглого

сечения. Расчет по формулам (5.7) и (5.8) дает толщину и диаметр проводов первичной и вторичной обмоток 3,16 и 1,6 мм.

После выбора размеров изоляционных промежутков и проводов обмоток рассчитываются коэффициенты F_L , F_C и g. На основе рис. 6.5 и данных табл 4.1 в пренебрежении весьма малой емкостью первичной обмотки можно найти значения этих коэффициентов: соответственно 1,09; 0,333 и 2,05.

Расчет размеров сечения МС, числа витков в обмотках и длины намотки производится по формулам (2.3) и (5.11)–(5.13) при характерном для МС кругового сечения коэффициенте площади круга $k_а$ = = 0,85. В расчетных формулах учтено, что в МС кругового сечения $a = b = D$. Последовательность расчета и полученные значения конструктивных параметров приведены ниже:

$$A_0 = \frac{k_s k_p U_2 t_и}{2 \Delta B k_а} \sqrt{\frac{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon F_L F_C}{L_s C_т}} =$$

$$= \frac{1{,}13 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3 \cdot 0{,}85} \sqrt{\frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2{,}2 \cdot 1{,}09 \cdot 0{,}333}{36\pi \cdot 10^9 \cdot 6{,}54 \cdot 10^{-6} \cdot 1{,}79 \cdot 10^{-6}}} =$$

$$= 4{,}84 \cdot 10^{-2} \text{ м};$$

$$S = A_0^2 \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2 g \Delta_2}{A_0 k_s}}\right)^2 =$$

$$= (4{,}84 \cdot 10^{-2})^2 \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot 2{,}05 \cdot 4 \cdot 10^{-2}}{4{,}84 \cdot 10^{-2} \cdot 1{,}13}}\right)^2 = 211 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2;$$

$$w_1 = \frac{U_1 t_и}{\Delta B S k_а} = \frac{20 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 211 \cdot 10^{-4} \cdot 0{,}85} = 74{,}2;$$

$$w_2 = n w_1 = 20 \cdot 74{,}2 = 1484;$$

$$h = \frac{w_1 \Delta_2}{n} \sqrt{\frac{\mu_0 F_L C_т}{\epsilon_0 \epsilon F_C L_s}} =$$

$$= \frac{74{,}2 \cdot 4 \cdot 10^{-2}}{20} \sqrt{\frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 36\pi \cdot 10^9 \cdot 1{,}09 \cdot 1{,}79 \cdot 10^{-6}}{2{,}2 \cdot 0{,}333 \cdot 6{,}54 \cdot 10^{-6}}} = 35{,}6 \text{ м}.$$

Оценка результатов расчета показывает, что размеры сечения МС и число витков в обмотках приемлемы, но длина обмотки недопустимо велика: при длине намотки 35,6 общая высота МС стержневого типа составит около 20 м, что технически нереализуемо. В данном случае возможно уменьшить длину намстки, что следует из таких соображений:

длина намотки намного больше, чем это требуется для получения необходимой продольной электрической прочности ИТ; уменьшение длины намотки приводит к усилению благоприятной индуктивной реакции, что позволит уменьшить объем МС и поэтому особенно важно.

Так как уменьшение длины намотки заведомо создаст индуктивную реакцию, в дальнейших расчетах следует исключить емкость трансформаторной цепи. Это позволяет принять максимальное допустимое отношение длины самой длинной к длине самой короткой магнитной линии в МС и обеспечивает получение в результате расчета близкого к минимальному возможному объема МС. Поэтому дальнейшие расчеты производят по формулам (5.16)–(5.18) при $l_2/l_1 = 1{,}5$ и характерном для ИТ со стержневыми МС значении коэффициента $\lambda = 0{,}6$. Последовательность и результаты расчета приведены ниже:

$$A_0 = k_s \sqrt[5]{\frac{\mu_0 k_p U_1^2 t_и^2 F_L}{\Delta B^2 k_а^2 k \lambda L_s \Delta_2^3 g^4}} =$$

$$= 1,13 \sqrt[5]{\frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \pi \cdot (20 \cdot 10^3)^2 (200 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 1{,}09}{3^2 \cdot 0{,}85^2 \cdot 22{,}6 \cdot 0{,}6 \cdot 6{,}54 \cdot 10^{-6} (4 \cdot 10^{-2})^3 \cdot 2{,}05^4}} = 2{,}88;$$

согласно графику на рис. 5.1 $x_1 = 1{,}38$;

$$S = \left(\frac{x_1 A_0 g \Delta_2}{k_s}\right)^2 = \left(\frac{1{,}38 \cdot 2{,}88 \cdot 2{,}05 \cdot 4 \cdot 10^{-2}}{1{,}13}\right)^2 =$$

$$= 835 \cdot 10^{-4}\ м^2;$$

$$l = k\sqrt{S} = 22{,}6\sqrt{835 \cdot 10^{-4}} = 6{,}5\ м;$$

$$h = \lambda l = 0{,}6 \cdot 6{,}5 = 3{,}9\ м;$$

$$D = 1{,}13\sqrt{S} = 1{,}13\sqrt{835 \cdot 10^{-4}} = 0{,}326\ м;$$

$$w_1 = \frac{U_1 t_и}{\Delta B S k_а} = \frac{20 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 835 \cdot 10^{-4} \cdot 0{,}85} = 18{,}8;$$

$$V = lS = 6{,}5 \cdot 835 \cdot 10^{-4} = 0{,}542\ м^3;$$

$$M = V\gamma k_а = 0{,}542 \cdot 7{,}65 \cdot 0{,}85 = 3{,}54\ т.$$

Проверка емкости, произведенная при полученных значениях конструктивных параметров ИТ, показывает, что емкость обмоток равна 0,324 мкФ, что намного меньше допустимой из электромагнитного расчета параметров схемы замещения 1,79 мкФ. Таким образом, индуктивная реакция в трансформаторной цепи обеспечивается. Длина намотки каждой из четырех секций составляет 0,975 м, а значит, с большим запасом гарантирует продольную электрическую прочность обмо-

ток. В связи с этим следует отметить, что, казалось бы, можно дополнительно уменьшить длину обмотки и тем самым высоту стержня и габариты ИТ. Однако уменьшение длины намотки неизбежно приведет к увеличению отношения l_2/l_1 и сделает его большим 1,5, что приведет, в свою очередь, к увеличению неравномерности магнитного поля в МС, а этого допускать нельзя.

В целом можно считать ИТ с полученными конструктивными параметрами МС и обмоток технически реализуемым. Определенные неудобства вызывает относительно большая длина намотки, что приводит к высоте ИТ вместе с баком примерно 3 м (без высоковольтного изолятора). Однако по изложенным причинам уменьшение длины намотки недопустимо.

На основании проведенных расчетов можно перейти к выбору нормализованных стержней, бакелитовых цилиндров, проводов обмоток, к поверочным тепловым расчетам и расчету механических сил в обмотках.

По данным табл. 6.1 выбирается наиболее близкий по сечению стержень с активной площадью сечения 703,39 см^2 и диаметром 320 мм. Для каркасов первичной и вторичной обмотки выбираются бакелитовые цилиндры с наружным диаметром 360 и 450 мм и толщиной стенок 5 мм. Этим обеспечиваются изоляционные промежутки между первичной обмоткой и МС, а также между обмотками 20 и 45 мм. При таких размерах изоляционных промежутков и цилиндров средняя длина витка обмоток составляет 1,27 м. При выбранном стержне число витков первичной и вторичной обмотки в предположении, что КПД ИТ составит 0,98, равны 19 и 388. Из условий получения нужной суммарной площади сечения проводов обмоток и их размещения в один слой по данным табл. 4.4 и 4.5 выбираются провода обмоток: для первичной – провод ПБ 1,6 × 11,2 мм, причем каждая из четырех секций первичной обмотки наматывается двумя параллельно соединенными проводами: для вторичной – провод ПЭВ-2 диаметром 2,36 мм. Из условия получения заданной индуктивности рассеяния по формуле (5.9) уточняется длина намотки, которая оказывается равной 4,07 м, на основании чего высота стержней выбирается 2,2 м. Для нормального размещения обмоток ширина окна МС выбирается 0,3 м, а следовательно, длина МС равна 6,28 м и отношение $l_2/l_1 = 1,51$. Объем и масса МС при этом составляет 0,5 м^3 и 3,8 т, т. е. удельный объем МС равен 5 м^3/МДж, что, имея в виду оценки в § 5.2, может считаться удовлетворительным показателем. Отметим, что уменьшение удельного объема по сравнению с предварительно оцененным явилось следствием индуктивной реакции трансформаторной цепи.

Применение конических обмоток позволило бы уменьшить объем МС примерно в 1,75 раза. Однако при этом необходимы специальные конические каркасы для вторичной обмотки вместо выпускаемых промышленностью бакелитовых

цилиндров. Целесообразность такого усложнения и удорожания конструкции ИТ должна устанавливаться специально в каждом конкретном случае.

Расчет активных сопротивлений обмоток в соответствии с методикой, изложенной в § 4.5, и потерь мощности в обмотках при температуре 75 °С дает следующие результаты: $r_1 = 0{,}38 \cdot 10^{-2}$ Ом; $r_2 = 0{,}64$ Ом; $P_O = 3320$ Вт. Потери мощности в МС, рассчитанные по формуле (2.18), составляют 2800 Вт. Расчет КПД по формуле (5.31) дает значение 0,986, что может считаться хорошим результатом.

Расчет тепловой нагрузки поверхности МС и обмоток показывает, что они равны примерно 350 и 335 Вт/м^2. Таким образом, ИТ работает в ненапряженном тепловом режиме. Критические тепловые нагрузки достигаются при частоте повторения импульсов около 60 Гц, т. е. допустимо значительное увеличение частоты повторения.

Расчет кажущейся магнитной проницаемости по формуле (2.19) дает результат 2740. При этом индуктивность намагничивания ИТ равна 13,9 мГн, снижение напряжения на вершине импульса – 0,575%, что допустимо.

Расчет средних механических сил в обмотках показывает, что они примерно на два порядка ниже, чем в аналогичных конструкциях силовых трансформаторов. Это является следствием большой скважности импульсов и малой индуктивности рассеяния ИТ. Однако при частоте повторения импульсов 30 Гц механические силы становятся соизмеримыми с таковыми в силовых трансформаторах. Импульсные силы примерно на три порядка выше средних, т. е. значительны. Поэтому при конструировании ИТ необходима тщательная проработка вопроса о возможности возникновения механических резонансов и вибраций в обмотках под действием периодически повторяющихся импульсных сил.

В некоторых случаях требуется обеспечить работу ИТ в течение относительно небольшого интервала времени, но при высокой частоте повторения. Режим работы ИТ в таких интервалах может рассматриваться как адиабатный. В качестве примера рассмотрим работу ИТ при частоте повторения импульсов 200 Гц. Из предыдущего следует, что при столь высокой частоте в непрерывном режиме ИТ работать не сможет из-за перегрева МС и обмоток. Если начальная температура ИТ была 40 °С и допустим нагрев обмоток до 115 °С, то согласно формуле (5.28) допустимое время работы ИТ составит 9,7 с. Расчет по формуле (5.30) показывает, что за это время МС нагреется на 0,45 °С, т. е. незначительно. Это связано с тем, что объем МС в ИТ намного превышает объем меди обмоток.

6.4. МОЩНЫЙ ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР С ВИТОЙ НЕРАЗРЕЗНОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМОЙ

Для генерации мощных радиоимпульсов в ускорителях заряженных частиц, радиолокационных передатчиках и различных установках физического эксперимента широко применяются импульсные усилительные клистроны [21, 36]. Особенность клистронов этого класса – высокое напряжение импульсного электропитания и относительно малая длительность импульсов, обычно в пределах 0,5 . . . 5,0 мкс. Первичные генераторы импульсов такой длительности с коммутаторами типа водородных тиратронов позволяют получать напряжения 10 . . . 20 кВ, а повышается оно до требуемого посредством ИТ.

В качестве характерного примера рассмотрим проектирование ИТ для установки импульсного электропитания клистрона КИУ 15, имеющего следующие основные параметры: мощность колебаний СВЧ – 30 МВт; КПД – 40%; напряжение импульсного электропитания 280 кВ; емкость между коллектором и катодом 5 пФ [37]. Примем характерную для клистронов такого типа длительность импульса 2 мкс (при удлинении фронта 0,4 мкс и допустимой общей неравномерности вершины 1%), частоту повторения импульсов 60 Гц [21, 37], чему соответствует скважность 8330. Первичный генератор – линейного типа, работает в согласованном режиме ($\alpha = 0{,}5$), напряжение генератора 12 кВ. Индуктивность монтажа первичной и вторичной цепи – по 0,2 мкГн, емкость первичной цепи 2500 пФ, емкость вторичной цепи определяется емкостью клистрона.

В рассматриваемом случае, когда длительность импульса мала, можно ожидать значительных потерь на вихревые токи и дополнительных потерь в обмотках ИТ. Поэтому на первом этапе расчета целесообразно учесть эти потери, приняв КПД ИТ равным 0,95.

Из исходных данных следует, что с учетом КПД клистрона и ИТ мощность импульса генератора должна быть 79 МВт, а коэффициент трансформации ИТ – 24,6. При этом ток нагрузки равен 268 А, ток первичной обмотки 6,58 кА, сопроивление нагрузки, приведенное к числу витков первичной обмотки, – 1,82 Ом, эффективный ток первичной и вторичной обмотки – 72,3 и 2,95 А.

По формулам (3.45), (3.46) и (3.48), (3.49) рассчитываются значения параметров схемы замещения ИТ. В связи с тем что нагрузка нелинейна, параметры переходного процесса на фронте импульса определяются по графикам на рис. 3.16 и рис. 3.17, соответствующим индуктивной и емкостной реакции. Из графиков видно, что характер реакции цепи практически не оказывает влияния на параметры переходного процесса, что является следствием слабо выраженной нелинейности вольт-амперной характеристики клистрона. С учетом требований к форме импульса коэффициент затухания принимается равным единице, чему соответствует $\tau_ф = 3{,}0$. Расчет показывает, что для получения заданной формы импульса электромагнитные параметры ИТ должны иметь следующие значения: при индуктивной реакции индуктивность рассеяния 0,628 мкГн, емкость обмоток 0,0375 мкФ; при емкостной реакции – 0,058 мкГн и 0,245 мкФ. Из этого следует, что ИТ с заданными параметрами искажений фронта импульса реализуем только при индуктивной реакции, так как вследствие относительно большой индуктивности монтажа при емкостной реакции индуктивность рассеяния имеет отрицательное значение. Поэтому дальнейшие расчеты ориентированы на индуктивную реакцию трансформаторной цепи.

Расчет толщины листа МС по формуле (5.6) показывает: чтобы искажения вершины импульса не превысили допустимых, при коэффициенте заполнения сечения МС 0,9 и приращении индукции 3 Тл толщина

листа не должна превышать 0,04 мм при цилиндрических обмотках и 0,052 мм при конических. Таким образом, в проектируемом ИТ должна быть МС витого типа. Так как при цилиндрических обмотках толщина листа менее 0,05 мм, то неизбежно применение пермаллоя. Однако изготовление витых МС стержневого типа из пермаллоя весьма сложно. Поэтому целесообразнее конические обмотки, так как это позволит применить МС из трансформаторной стали марки 3425 с толщиной ленты 0,05 мм. Такая МС может быть изготовлена и разрезной, типа ПЛ или ШЛ. Однако стандартизованные МС этих типов имеют малую высоту стержней, вследствие чего трудно обеспечить достаточную электрическую прочность обмоток в продольном направлении при весьма высоком вторичном напряжении 280 кВ. По изложенным причинам принимается витая МС неразрезного типа из стали 3425 с толщиной ленты 0,05 мм.

При выборе конструкции обмоток надо исходить из требования высокой электрической прочности и малой индуктивности рассеяния. По этим причинам особенно целесообразны конические обмотки с вводом посредине и чисто масляной изоляцией. Вследствие малых эффективных токов в обмотках можно не опасаться появления больших механических сил. Поэтому изготовление конических обмоток не представит особых трудностей, но позволит примерно в 1,75 раза уменьшить объем МС по сравнению с объемом при простых цилиндрических обмотках. Последнее в данном случае второстепенно, так как при относительно небольшой энергии импульса (150 Дж) объем МС не определяет объема ИТ в целом: при весьма высоком вторичном напряжении объем ИТ определяется конструкцией бака и высоковольтного изолятора [7, 21]. С учетом всех изложенных соображений принимается конструкция ИТ, представленная на рис. 6.15, и схема обмоток по рис. 6.6.

При выборе конструкции первичной обмотки и размеров изоляционных промежутков необходимо принять во внимание следующее. Так как длительность импульса относительно мала, то при максимальном приращении индукции 3 Тл возможны значительные потери в МС на вихревые токи и необходимо предусмотреть создание благоприятных условий для теплоотвода. Поэтому целесообразно принять конструкцию первичной обмотки по рис. 6.10 с толщиной изоляции $\Delta_1 = 1$ см, что обеспечит практически свободную циркуляцию трансформаторного масла вдоль стержней МС. Такая толщина изоляции значительно больше необходимой при напряжении 12 кВ, поэтому уменьшается емкость первичной обмотки, а значит, если иметь в виду малую длительность импульса, увеличение толщины изоляции полезно. При вторичном напряжении 280 кВ достаточна толщина изоляции между обмотками $\Delta''_{12} = 3$ см. Однако во время работы клистрона возможны аварийные режимы холостого хода (при пропусках импульсов возбуждения клистрона) и короткого замыкания (при искрениях в клистроне). При холос-

том ходе напряжение линейного генератора удваивается, а при коротких замыканиях в нагрузке оно может еще повышаться [12, 17]. В связи с этим ИТ должен иметь некоторый запас по электрической прочности. Полагая, что импульсная установка снабжена защитными разрядниками, можно ограничиться увеличением толщины междуобмоточной изоляции до 4 см, сохранив условную толщину главной изоляции 3 см.

При расчете диаметра проводов первичной и вторичной обмотки учтем, что токи равномерно распределяются по секциям обмоток. Тогда расчет диаметра по формуле (5.7) при плотности тока 5 А/мм^2 дает следующие значения: $d_1 = 2{,}16$ мм; $d_2 = 0{,}44$ мм.

До окончания конструктивного расчета ИТ коэффициенты F_L и F_C могут быть определены только приближенно, так как неизвестно значение входящего в формулы (4.31) и (4.32) периметра МС. Однако, поскольку обычно $p \gg \Delta''_{12}$, на первом этапе расчетов в этих формулах можно пренебречь членом $2\Delta''_{12}/3p$, положив его равным нулю. С учетом этого и пренебрегая малой емкостью первичной обмотки $F_L \approx 0{,}51$ и $F_C \approx 0{,}5$. Для определения коэффициента g составим соотношение (см. рис. 4.18 и 6.6)

$$g\Delta_2 = 2\Delta_1 + 0{,}5\Delta''_{12},$$

из которого $g = 1{,}33$.

С целью получения МС и ИТ минимального объема принимается максимальное приращение индукции 3 Тл.

Для выбранной витой МС из ленты толщиной 0,05 мм принимается характерное значение коэффициента заполнения сечения 0,85.

После определения по формуле (5.13) коэффициента A по формуле (5.11) рассчитывается площадь сечения МС, которая оказывается равной 12,5 см^2. При таком сечении число витков первичной обмотки, рассчитанное по формуле (2.3), равно 7,55 и округляется до 8. Расчет высоты обмотки при $w_1 = 8$ по формуле (5.12) дает 0,83 м, т. е. высота каждой секции должна быть равна 0,2075 м. При вторичной обмотке с коническим каркасом из органического стекла, имеющего хорошие изоляционные свойства в трансформаторном масле, с учетом относительно малой длительности импульса допустима продольная напряженность электрического поля примерно 2 МВ/м. При возможных в аварийном режиме напряжениях на вторичной обмотке до 400 кВ (при допущении о наличии защитных разрядников) полученная длина намотки удовлетворяет требованию продольной электрической прочности. Отметим, что такой результат при других сочетаниях параметров исходных данных не всегда возможен. Так, например, при допустимом удлинении фронта не 0,4, а 0,3 мкс высота намотки получается примерно 0,6 м и в продольном направлении вторичная обмотка оказывается недостаточно электропрочной. В этом случае необходимо увеличивать толщину изоляции между обмотками, для того чтобы увеличить и высоту обмотки, как это рекомендовалось ранее. При этом, однако, неизбежно снижение

технико-экономических показателей ИТ и сама возможность его реализации с заданными параметрами не гарантируется.

С учетом КПД ИТ вторичная обмотка должна иметь 192 витка. Тогда при полученной высоте секций возможна намотка проводом большего диаметра, чем предполагалось ранее, в данном случае примерно 1 мм вместо 0,41 мм. Вполне целесообразно применить провод большого диаметра, так как это позволит уменьшить потери во вторичной обмотке, наматывать провод плотно, виток к витку, и при большом изоляционном промежутке между обмотками практически не увеличит индуктивности рассеяния и емкости обмоток. Что касается первичной обмотки, то ее целесообразно намотать шиной размером 20 X 0,5 мм. Уменьшение толщины провода первичной обмотки с 2,16 до 0,5 мм снизит индуктивность рассеяния и дополнительные потери в обмотке. Поскольку площадь сечения провода при этом увеличится примерно в 2,5 раза, в таком же отношении уменьшатся потери в обмотке. По этим причинам далее принимается для первичной обмотки провод в виде шины толщиной 0,5 мм, а для вторичной – провод ПЭВ-2 диаметром 0,90 мм (диаметр в изоляции 0,99 мм).

Для изготовления МС целесообразно выбрать ленту шириной 40 мм. При площади сечения МС 12,5 мм^2 это позволит получить размер a сечения 3,13 см, что соответствует рекомендациям по выбору формы сечения и, следовательно, даст возможность несколько уменьшить неравномерность распределения магнитного поля в МС. Для размещения обмоток в окне МС высота стержня принимается рвной примерно 0,44 м, а ширина окна МС – 0,16 м. При этих размерах длина МС составит 1,33 м, а отношение $l_2/l_1 = 1{,}21$, что обеспечивает достаточно равномерное распределение магнитного поля. Отметим, что для уменьшения удлинения фронта импульса можно уменьшить длину намотки. Однако при этом отношение l_2/l_1 увеличивается, усиливается неравномерность магнитного поля и возникают дополнительные трудности с размещением вторичной обмотки.

Поверочные расчеты индуктивности рассеяния и суммарной емкости обмоток по формулам (4.31)–(4.33) с учетом выбранных проводов обмоток, размеров и формы сечения и теперь уже известного периметра МС дают следующие результаты: индуктивность рассеяния 0,566 мкГн, емкость обмоток 0,0316 мкФ. Оба значения получились меньшими (на 10 и 16%), чем это требуется из расчета электромагнитных параметров схемы замещения. Таким образом, спроектированный ИТ обеспечивает несколько меньшие искажения фронта трансформированного импульса. Варьируя в небольших пределах конструктивные параметры ИТ, можно добиться строгого выполнения требований к искажениям фронта. Однако в данном случае, когда расхождения в значениях электромагнитных параметров лежат в пределах точности расчетных формул и в расчеты вводятся усредненные значения диэлектрической проницаемости трансформаторного масла и других характеристик, уточнения нецелесообразны, тем более что результаты расчета обеспечивают некоторый запас по уровню искажений. Поэтому результаты расчета следует считать удовлетворительными и перейти к поверочным расчетам.

Потери мощности и кажущаяся магнитная проницаемость МС, рассчитанные по формулам (2.18) и (2.19), равны 200 Вт и 1270. При такой магнитной проницаемости индуктивность намагничивания равна 96 мкГн, снижение напряжения на вершине импульса – около 2%, что вдвое больше допустимого. Для уменьшения снижения напряжения необходимо применить в МС более тонкую ленту (из пермаллоя), что технологически сложно. Поэтому в данном случае более целесообразно в схему импульсной установки ввести корректирующую цепь (см. рис. 3.33).

Площадь торцевой части поверхности охлаждения МС равна 0,083 м^2.

В данном случае, когда размер a сечения МС равен всего лишь 3,13 см, тепловое сопротивление поперек листов МС относительно невелико, и поэтому внутренняя и наружная поверхности МС также являются теплоотводящими. Ориентируясь на данные о теплопроводности МС в поперечном направлении [30], можно найти, что эффективная площадь охлаждения этих поверхностей МС равна примерно 0,053 м^2. Таким образом, полная площадь охлаждения 0,136 м^2 и средняя тепловая нагрузка поверхности охлаждения составляет 1510 Вт/м^2. Это меньше допустимых норм, что позволяет увеличить частоту повторения импульсов примерно до 100 Гц.

При выбранных размерах проводов обмоток коэффициенты поверхностного эффекта проводов обмоток и обмоток в целом, определенные по графику на рис. 4.9 и формулам (4.25), (4.26): $k_{п.п1} = 1,1$; $k_{п.п2} = 1,6$; $k_{п.о1} = 5,32$; $k_{п.о2} = 2,18$. Таким образом, коэффициент добавочных потерь первичной обмотки равен 5,86, а вторичной – 35. Такие большие значения являются следствием относительно малой длительности импульса. Расчет потерь в обмотках показывает, что в первичной обмотке они равны 47, а во вторичной – 174 Вт. Проверка теплового режима обмоток показывает, что тепловые нагрузки значительно меньше допустимых. Собственно потери в обмотках можно существенно уменьшить, расщепляя шину первичной обмотки на несколько более тонких и наматывая вторичную несколькими параллельными проводами меньшего диаметра.

С учетом энергии, накапливаемой в индуктивности рассеяния, намагничивания, емкостях обмоток и рассчитанной по формуле (3.43), КПД ИТ в соответствии с формулой (5.31) равен 0,948. Этот результат также можно считать удовлетворительным.

В случае необходимости допустимо питание цепи накала клистрона через секции вторичной обмотки. Как показывают расчеты, через вторичную обмотку можно пропускать дополнительно постоянный ток до 30 А.

Особенностью рассчитанного ИТ является необходимость стыковки катодного высоковольтного вывода клистрона КИУ 15 с выводом высокого напряжения (потенциальным) вторичной обмотки ИТ, так как катодный вывод рассчитан для работы в трансформаторном масле. С учетом этой особенности на рис. 6.17 представлено одно из возможных конструктивных решений общей компоновки ИТ и клистрона.

Клистрон *6* посредством уплотняющего фланца *7* установлен на крышке *8* внешнего бака *9*. Катодная ножка *10* клистрона помещена во внутренний бак *11*. На кронштейне *12* установлен накальный трансформатор *13*. Полость внешнего бака отделена от полости внутреннего дисковым высоковольтным изолятором *14*; полости герметизированы. Разделение баков на внешний и внутренний связано с необходимостью частой смены клистрона, вызывающей разгерметизацию бака и окисление масла при его контакте с воздухом.

Собственно ИТ *2* крепится при помощи фундаментной плиты *1* и стоек *3*

изнутри к крышке внешнего бака, которая, в свою очередь, крепится к баку посредством фланца. Первичное напряжение подводится к ИТ через изолятор *4*. Для устранения избыточного давления во внешнем баке при нагревании масла

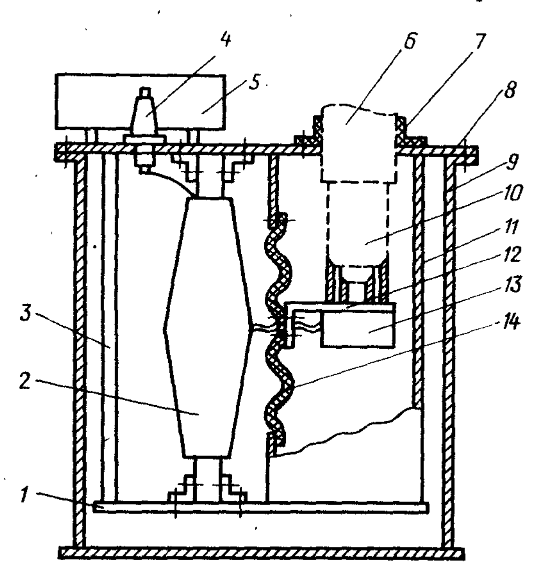


Рис. 6.17. Общая компоновка ИТ на напряженне 280 кВ и клистрона

коиструкция сиабжена расширительным бачком *5*. Вертикальная установка дискового высоковольтного изолятора позволяет уменьшить длину вывода вторичной обмотки, что способствует повышению электрической прочиости конструкции и снижению индуктивности вторичной цепи, а также позволяет несколько уменьшить загрязнение изолятора выпадающим из трансформаторного масла осадком.

Возможны, естественно, и другие варианты компоновки, например с горизонтальным расположением ИТ, что позволяет уменьшить размеры бака, но ухудшает теплоотвод.

6.5. ИМПУЛЬСНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ С РАЗРЕЗНОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМОЙ

Для генерации радиоимпульсов сложной структуры широко применяются магнетронные усилители – амплитроны. Эти приборы генерируют радиоимпульсы мощностью до 10 МВт, имеют высокий КПД, требуют относительно небольшого (30 . . . 60 кВ) напряжения импульсного электропитания и могут работать в широком диапазоне длительности импульсов. Для предотвращения паразитных низковольтных колебаний длительность фронта и среза импульса электропитания должна быть минимальной [38]. Вследствие большой емкости между

анодом и катодом, что свойственно всем приборам магнетронного типа, трансформаторная цепь с такими приборами обычно имеет емкостную реакцию.

В качестве более или менее характерного примера рассмотрим проектирование ИТ для работы в составе источника импульсного электропитания амплитрона при следующих исходных данных: мощность импульса 4 МВт; напряжение на первичной и вторичной обмотке 24 и 60 кВ; длительность импульса 10 мкс; длительность фронта импульса 0,2 мкс, что является весьма жестким требованием; общая неравномерность вершины не более 2%; частота повторения импульсов 100 Гц; емкость амплитрона 200 пФ; генератор – жесткого типа, $\alpha = 0{,}8$; емкость генератора 240 пФ (при условии применения в нем коммутатора из двух параллельно работающих импульсных модуляторных ламп типа ГМИ-34); индуктивность монтажа первичной и вторичной цепи – по 0,5 мкГн. Планируется производство ИТ крупной серией, и поэтому конструкция должна быть максимально простой и технологичной. Вследствие относительно малой мощности ИТ КПД его имеет второстепенное значение.

Требования конструктивной простоты и технологичности ИТ в сочетании с относительно малой (40 Дж) энергией импульса делает весьма желательным применение МС разрезного типа, производство которых освоено предприятиями электротехнической промышленности. Для проверки возможности применения такой МС оценим необходимый ее объем.

При относительно небольших напряжениях на обмотках целесообразно применение в ИТ конических обмоток (рис. 6.12) с бумажно-масляной изоляцией и схемой по рис. 6.6. В связи с необходимостью выбора стандартизованной МС предварительные расчеты носят оценочный характер и допустимо пренебрежение второстепенными факторами. По этим причинам принимаются близкие к реальным для конических обмоток коэффициенты $F_L = F_C = 0{,}5$, а также $k_L = k_C$. Ввиду требования о минимальном удлинении фронта импульса принимается оптимальный для режима с коэффициентом $\alpha = 0{,}8$ (при линейной нагрузке) коэффициент затухания трансформаторной цепи $\delta = \delta_0 = 0{,}8$. Впоследствии, так как амплитрон представляет собой нагрузку с сильно выраженными нелинейными свойствами, значение δ должно быть уточнено. Для получения минимального объема МС из стали 3425 принимается максимальное допустимое для этой стали приращение индукции 3 Тл. Расчет объема по формуле (5.2) при обычном для разрезных МС коэффициенте заполнения сечения сталью 0,9 дает значение объема, при индуктивной и емкостной реакции трансформаторной цепи 179 и 1860 см^3 соответственно. Из рассмотрения табл. 6.2 можно заключить, что максимальный объем магнитопроводов типа ПЛ равен 2070 см^3. Таким образом, в данном случае возможно спроектировать ИТ с разрезной МС, и поэтому дальнейшие расчеты ориентированы на МС этого типа.

Из исходных данных следует, что без учета КПД коэффициент трансформации ИТ равен 2,5; приведенное к числу витков первичной обмотки сопротивление нагрузки 144 Ом; эффективные токи в проводах первичной и вторичной обмотки 5,3 и 2,1 А.

Для расчета электромагнитных параметров схемы замещения по графикам на рис. 3.22 и 3.23 определяется относительная длительность фронта импульса. Из условия минимального удлинения фронта и отсутствия выброса на фронте для индуктивной и емкостной реакции трансформаторной цепи находим 3 и 2 соответственно. С учетом этих значений $\tau_ф$ по формулам (3.45)–(3.48) рассчитываются электромагнитные параметры схемы замещения ИТ: при индуктивной реакции индуктивность рассеяния 19,6 мкГн, емкость 1215 пФ; при емкостной реакции индуктивность рассеяния 3,01 мкГн, емкость 1990 пФ. Таким образом, ИТ реализуем только при емкостной реакции трансформаторной цепи, и поэтому дальнейшие расчеты ориентированы на емкостную реакцию.

С учетом ориентировочного объема МС при емкостной реакции определенная по формуле (5.6) толщина ленты МС должна быть менее 0,077 мм. Таким образом, для получения допустимого снижения напряжения на вершине импульса выбирается лента толщиной 0,05 мм.

Расчет диаметра проводов обмоток по формуле (5.7) при плотности тока 5 А/мм^2 с учетом распределения токов по секциям обмоток (см. рис. 6.6) приводит к $d_1 = 0{,}59$ мм и $d_2 = 0{,}37$ мм.

Изоляцию обмоток целесообразно выполнить в соответствии с рис. 6.9. Толщину изоляции между МС и первичной обмоткой для создания масляных каналов следует принять 1 см, имея в виду, что каркас первичной обмотки будет установлен на клиньях. Толщину изоляции между обмотками с учетом согласного включения обмоток и некоторого эксплуатационного запаса можно принять равной 0,4 см, условную толщину главной изоляции – 0,6 см, что соответствует поперечной напряженности электрического поля 10 МВ/м. С учетом конической конструкции обмоток и принятого размера изоляционных промежутков коэффициент $g = 3{,}67$.

Расчет сечения МС, числа витков в обмотках и длины намотки по формулам (5.11)–(5.13) дает следующие результаты: $w_1 = 28{,}4$; $w_2 = 72{,}5$; $h = 0{,}342$ м.

Выбирается магнитопровод типа ПЛ 40 X 80-200, далее проводятся поверочные расчеты, в результате которых принимается $w_1 = 29$; $w_2 = 73$.

Суммарная высота стержней магнитопровода ПЛ 40 X 80-200 составляет 0,4 м, что несколько больше расчетной. Однако увеличение высоты стержней полезно, так как позволяет увеличить длину намотки и тем повысить продольную электрическую прочность ИТ. Некоторое увеличение емкости при этом и уменьшение индуктивности рассеяния обмоток также полезно, так как при емкостной реакции приводит к увеличению коэффициента затухания и уменьшению выброса

напряжения на фронте импульса. Из этих соображений принимается максимальная возможная длина намотки 0,38 м, т. е. длина одной секции вторичной обмотки 95 мм.

Первичную обмотку с учетом длины секций для уменьшения потерь и индуктивиости рассеяния целесообразно выполнить из четырех параллельных проводов ПЭВ-2 диаметром 0,71 мм (0,79 мм в изоляции), а вторичную – из двух параллельных проводов той же марки диаметром 0,50 мм (0,57 мм в изоляции).

С учетом размера изоляционных промежутков и диаметра проводов средний периметр намотки равен 0,34 м. Расчет индуктивности рассеяния и суммарной емкости обмоток по формулам (4.31) – (4.33) дает результат 2,25 мкГн и 1642 пФ, что меньше допустимых из электромагнитного расчета. При этих значениях коэффициент затухания равен 0,55, а удлинение фронта примерно 0,15 мкс. Выброс напряжения на фронте импульса при этом имеет примерно 3%, что больше оговоренного исходными данными. Устранить выброс целесообразно посредством корректирующей цепи, которая всегда используется в установках импульсного электропитания приборов магнетронного типа вследствие значительного разброса параметров последних.

Расчет потерь мощности и кажущейся магнитной проницаемости МС по формулам (2.18) и (2.19) дает 107 Вт и 6400. При такой магнитной проницаемости индуктивность намагничивания ИТ равна 33 мГн, а снижение напряжения на вершине импульса 0,87%, что вдвое меньше допустимого.

Согласно расчету потери в обмотках равны 115 Вт, а энергия, накапливаемая в электромагнитных параметрах схемы замещения, – 80 Дж. С учетом всех видов потерь и накапливаемой энергии КПД ИТ равен 0,96%, что является хорошим результатом.

Тепловые расчеты показывают, что ИТ может работать при частоте повторения импульсов до 230 Гц.

Удельный объем МС велик – 52 $м^3$/МДж, что является следствием относительно большой емкости амплитрона, вызвавшей емкостную реакцию трансформаторной цепи и весьма жестких требований к удлинению фронта трансформированного импульса.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ С ТОРОИДАЛЬНОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМОЙ

7.1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О ТОРОИДАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ СИСТЕМАХ

Тороидальные МС компонуются из тороидальных (кольцевых) магнитопроводов, число которых может быть от одного до нескольких десятков. Каждый магнитопровод изготовляется посредством навивки ленты на кольцевую оправку (рис. 7.1), т. е. технология в целом такая же, как у витых стержневых [33–35].

Для навивки используется лента из трнасформаторной стали марок 3421–3425 или из пермаллоя. Изготовленные из трансформаторной стали магнитопроводы благодаря спеканию изолирующего покрытия ленты имеют достаточно высокую механическую прочность и допускают компоновку в МС и установку в выемной части ИТ без специальных защитных деталей. Возникающие при креплении магнитопроводов механические напряжения не оказывают существенного влияния на магнитные свойства МС. При сборке МС предпочтение отдается вертикальной установке магнитопроводов, так как при этом обеспечивается лучшая конвекция масла у торцевых частей магнитопроводов и, следовательно, облегчается теплоотвод. Горизонтальная установка применяется в тех случаях, когда для увеличения площади сечения МС набирается из большого числа магнитопроводов. У таких МС велика неравномерность поперечного сечения: $b \gg a$. При вертикальной установке магнитопроводов "длинная сторона" витков оказывается горизонтальной, что приводит к их провисанию. При горизонтальной установке, наоборот, "длинная сторона" витков вертикальна и провисание исключено.

В отличие от магнитопроводов из трансформаторной стали магнитопроводы из пермаллоя легко деформируются и их магнитные свойства существенно изменяются при различных механических воздействиях. По этим причинам магнитопроводы из пермаллоя обычно помещают в защитные обечайки из немагнитного металла или механически прочного диэлектрика (рис. 7.2). Металлические обечайки могут быть из

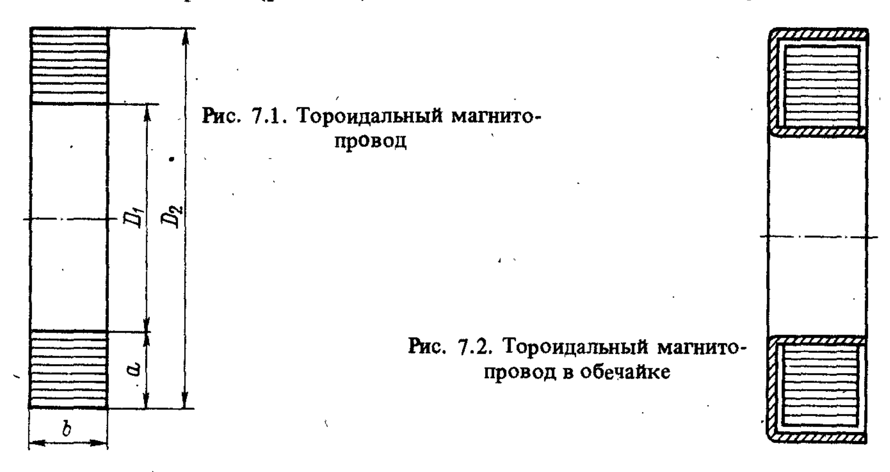


Рис. 7.1. Тороидальный магнитопровод

Рис. 7.2. Тороидальный магнитопровод в обечайке

меди, алюминия, нержавеющей стали. Достоинство обечаек из меди и алюминия состоит в их высокой теплопроводности, что облегчает охлаждение МС. Однако недостаточная механическая прочность обечаек из этих металлов затрудняет изготовление и компоновку крупногабаритных МС. Поэтому в последних целесообразно применение обе-

чаек из нержавеющей стали, механически более прочных. Недостаток таких обечаек – значительно меньшая теплопроводность. Обечайки из изоляционных материалов – стеклоэпоксида, органического стекла, пластмасс – имеют низкую теплопроводность и поэтому применяются для защиты магнитопроводов небольшого размера, обычно диаметром менее 250 мм.

Пространство между обечайкой и магнитопроводом обычно заполняется эластичным амортизирующим компаундом, например силиконовой смазкой ЦИАТИМ-201 или ей подобными.

Относительная конструктивная сложность и высокая стоимость пермаллоевых магнитопроводов делает их применение целесообразным только при весьма коротких импульсах, когда необходимо уменьшить потери на вихревые токи посредством уменьшения толщины ленты магнитного материала. Ранее отмечалось, что пермаллой не обладает преимуществами перед трансформаторной сталью ни в отношении приращения индукции, ни в отношении удельного электрического сопротивления. Поэтому с учетом значительной конструктивной сложности МС из пермаллоя их применение оправданно только тогда, когда толщина ленты должна быть менее 0,05 мм, т. е. когда МС не может быть сделана из электротехнической стали. По этой причине МС трансформаторов, предназначенных для работы при малой длительности и высокой частоте повторения импульсов, приходится изготовлять из пермаллоя.

Однако и тонкие ленты пермаллоя не всегда помогают избежать больших потерь, и тепловой режим работы МС оказывается чрезмерно напряженным. В таких случаях приходится применять водяное охлаждение МС. С этой целью обечайки, предпочтительно медные или алюминиевые, изготовляются с водяными рубашками.

Главная технологическая трудность изготовления магнитопроводов из пермаллоя состоит в необходимости их отжига в специальных печах – в атмосфере водорода, инертных газов или в вакууме. Обычно это печи небольшого размера и пригодны для отжига магнитопроводов сравнительно малого, не болеее 600 мм, диаметра. По этой причине приходится применять МС из большого числа магнитопроводов малого диаметра, что приводит, с одной стороны, к большой неравносторонности сечения МС, с другой – к существенному ограничению мощности и энергии ИТ, рассчитанного на импульсы малой длительности. В то же время магнитопроводы из трансформаторной стали могут изготовляться диаметром до нескольких метров, так как стали 3421–3425 поставляются в отожженном состоянии и после изготовления магнитопровода необходимо производить не отжиг, а только спекание ленты. Таким образом, диаметр магнитопровода из трансформаторной стали ограничен лишь возможностями технологического оборудования для намотки ленты и трудностями транспортировки крупногабаритных ИТ с тороидальными МС. Наиболее важным ограничивающим фактором является железнодорожный габарит, составляющий 2,77 м.

Возможные варианты компоновки магнитопроводов в тороидальные МС приведены на рис. 7.3–7.6.

Компоновка МС с вертикальной установкой витых магнитопроводов приведена на рис. 7.3, где *1* – тороидальный магнитопровод; *2* – щека

из механически прочного изоляционного материала, например стеклоэпоксида (щеки могут быть также и металлическими, например литыми из чугуна); *3* – фундаментальная плита, служащая конструктивной основой ИТ; *4* – бандажи из стеклоленты. Магнитопроводы фиксируются в выточке на внутренней стороне щек. Внешняя сторона щек имеет наклон по отношению к внутренней. Это позволяет относительно просто реализовать в ИТ конические обмотки. При цилиндрических обмотках внешняя и внутренняя стороны щек выполняются параллельными. Таким или подобным способом удается компоновать МС из магнитопроводов диаметром до 1,5 м.

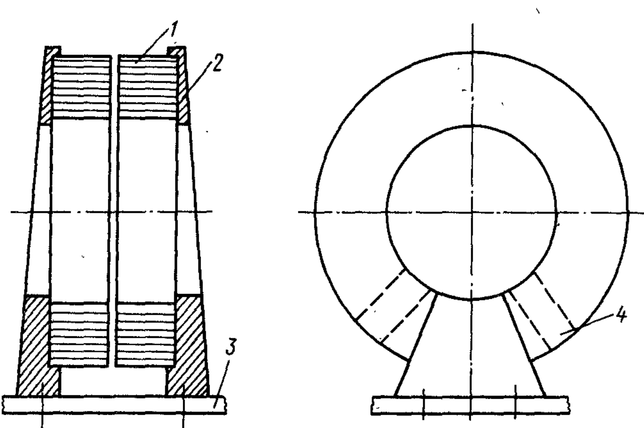


Рис. 7.3. Магнитная система с вертикально установленными магнитопроводами

Компоновка МС с вертикальной установкой магнитопроводов в обечайке приведена на рис. 7.4, где *1* – магнитопровод, помещенный в обечайки *2*; *3* – приваренный к обечайкам угольник для крепления МС к фундаментальной плите *4*. На обечайки с магнитопроводами в нескольких местах также накладываются бандажи. Такие или подобные им компоновки МС целесообразны в высоковольтных ИТ, так как позволяют наиболее простым способом реализовать вторичную обмотку с вводом посредине.

Существенный недостаток обеих вертикальных компоновок – низкая механическая прочность конструкции, вследствие чего при больших диаметрах МС собранный ИТ оказывается нетранспортабельным. По этой причине ИТ таких конструкций приходится собирать на месте их постоянной установки.

Компоновка МС с горизонтальной установкой витых магнитопроводов приведена на рис. 7.5, где *1* – тороидальный магнитопровод; *2* – амортизирующая прокладка; *3* – прижимной фланец. Фланцы снабжены выступами, через которые МС стягивается шпильками. Обмотки размещаются в секторах между выступами. Для повышения

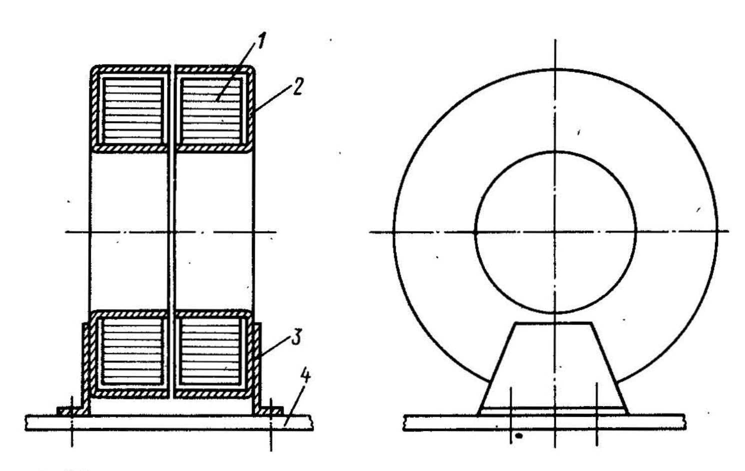


Рис. 7.4. Магнитная система с вертикально установленными магнитопроводами в обечайке

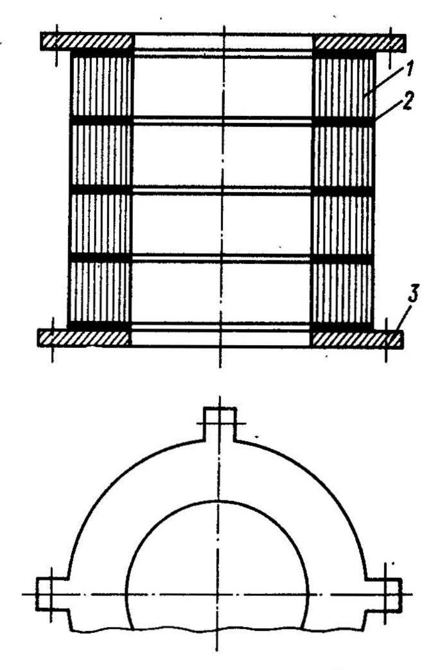


Рис. 7.5. Магнитная система с горизонтально установленными магнитопроводами

жесткости МС фланцы в районе выступов могут быть усилены ребрами жесткости.

Компоновка МС с горизонтальной установкой магнитопроводов в обечайке приведена на рис. 7.6, где *1* – магнитопровод; *2* – амортизирующая прокладка; *3* – обечайка; *4* – приваренное к обечайке ребро, посредством которого МС крепится к крышке бака *5*.

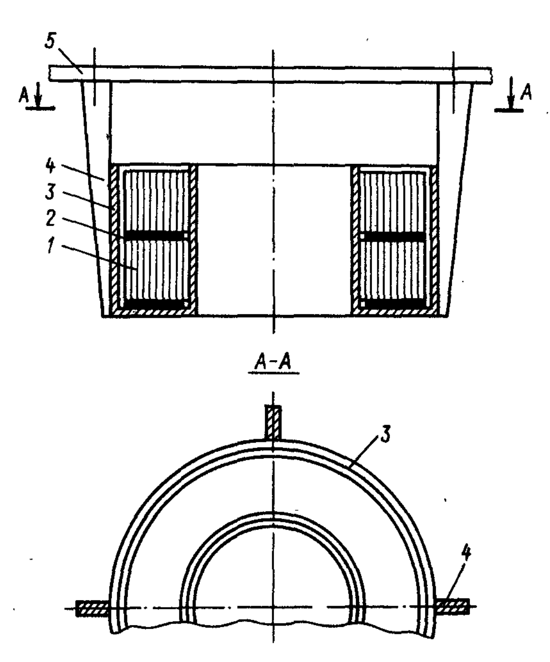


Рис. 7.6. Магнитная система с горизонтально установленными магнитопроводами в обечайке

Обращает на себя внимание, что при горизонтальной компоновке периферийная часть МС разделена выступами или ребрами. Вследствие этого обмотки ИТ приходится секционировать, причем число секций равно числу секторов между выступами или ребрами. Если применяются обмотки с вводом посредине, то число секций удваивается. Это приводит к уменьшению длины каждой секции и, следовательно, затрудняет получение высокой продольной электрической прочности обмоток ИТ. Более целесообразна конструкция МС с тремя секторами вместо показанных на рисунках четырех, так как при этом увеличивается длина каждой секции. Если МС большого диаметра, то отмеченные обстоятельства не имеют особого значения, но при малых диаметрах МС проектирование ИТ на высокие напряжения с такой компоновкой затруднительно. В этом отношении очевидно преимущество вертикаль-

ной установки, когда МС имеет только один сектор, что позволяет увеличить длину секции и тем самым повысить продольную электрическую прочность.

Существенный недостаток горизонтальной установки состоит также в практической невозможности устройства охлаждающих масляных каналов, что затрудняет теплоотвод от МС.

7.2. ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ С ВЕРТИКАЛЬНО УСТАНОВЛЕННОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМОЙ

Маломощные низковольтные ИТ с тороидальными МС широко применяются в импульсной и цифровой технике, их конструкции известны и апробированы многолетней практикой проектирования и эксплуатации. Во многих случаях применение в маломощных ИТ тороидальных МС вообще необязательно или нецелесообразно, так как они могут быть выполнены с более технологичными разрезными МС. Поэтому здесь рассматриваются только мощные и весьма мощные высоковольтные ИТ, конструкции которых имеют ряд особенностей. Для удобства изложения и единства терминологии обмотки ИТ с тороидальными МС, если размеры изоляционных промежутков постоянны по длине намотки, будут называться цилиндрическими, а если размеры изменяются по длине пропорционально напряжению на обмотках, – коническими. Исходя из геометрии обмоток такие названия следует считать неудачными. Однако расчетные формулы при этом те же, что для цилиндрических и конических обмоток, поэтому можно сохранить принятую терминологию.

Преимущественное применение ИТ с тороидальными МС получили для трансформации импульсов малой длительности, большей частью в диапазоне 0,5 . . . 10 мкс. При малой длительности импульсов и большой мощности число витков в обмотках обычно невелико. Это позволяет использовать простейшие цилиндрические и конические обмотки, которые только по этой причине и рассматриваются здесь. Отметим, что при высоких напряжениях применение многослойных обмоток в ИТ с тороидальными МС нецелесообразно, так как возникают дополнительные трудности в обеспечении высокой электрической прочности конструкции.

При напряжениях выше 100 кВ целесообразна ставшая более или менее типовой конструкция ИТ, приведенная, в пренебрежении второстепенными деталями, на рис. 7.7. Конструктивной основой ИТ является фундаментальная плита *1*. На плите посредством элемента крепления *2* установлена МС *3*, которая может быть скомпонована из одного или нескольких магнитопроводов в соответствии с рис. 7.1 или 7.2. При пермаллоевых магнитопроводах в обечайке установка МС полностью соответствует приведенной на рис. 7.4. Установка МС с магнито-

проводами из трансформаторной стали допускает различные конструктивные решения. На МС накладываются точеные из теплостойкого органического стекла фасонные изолирующие кольца *4*, на которые наматывается первичная обмотка *5*. Для наложения колец на МС в их нижней части вырезается сектор. Закрепление колец обеспечивается натягом проводов первичной обмотки. В необходимых случаях могут накладываться также и бандажи из стеклоленты. Первичная обмотка, напряжение на которой обычно невелико, может иметь различные схемы. При коэффициентах трансформации 3 . . . 4, что большей частью и бывает на практике, целесообразно выполнять первичную обмотку несекционированной, так, чтобы ее начало и конец располагались в секторе элемента крепления МС к фундаментальной плите. Для уменьшения индуктивности рассеяния и дополнительных потерь в обмотке ее следует наматывать шиной из медной фольги.

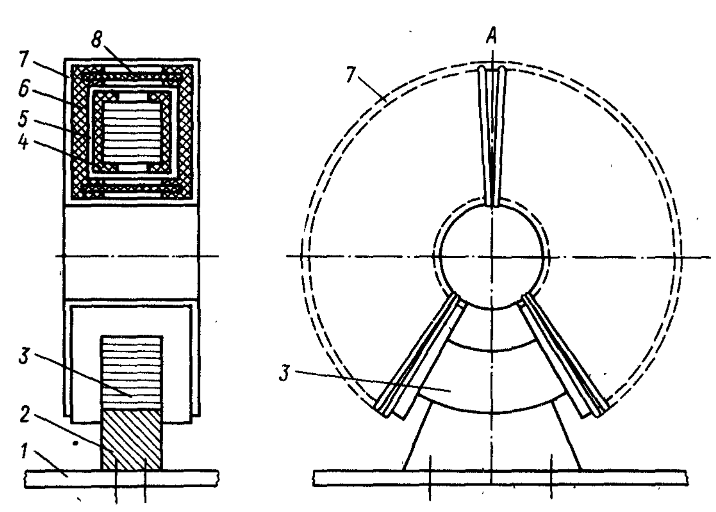


Рис. 7.7. ИТ на напряжение более 100 кВ с тороидальной магнитной системой

На первичную обмотку накладываются также точеные из органического стекла кольца *6*, на которые наматывается вторичная обмотка *7*. Для усиления изоляции между первичной и вторичной обмоткой со стороны образующих МС в пазы колец *6* могут устанавливаться барьеры *8* из тонкого листового органического стекла или из электрокартона. Наиболее целесообразный тип вторичной обмотки – с вводом посредине, который располагается на оси симметрии в точке *А*.

Установка ИТ в масляном баке возможна двумя способами. При первом фундаментальная плита вместе с ИТ посредством стоек крепится к крышке бака и вместе с ней образует выемную часть конструкции. Удобство такой установки в том, что ввод высокого напряжения может

быть совмещен с расположенным на крышке бака высоковольтным изолятором. Тем самым обеспечивается минимальная длина высоковольтного соединительного провода, что важно в высоковольтной конструкции. Однако при этом ввод первичного напряжения оказывается длинным. Это увеличивает индуктивность ввода, что весьма нежелательно при коротких импульсах и большой мощности, когда общая индуктивность трансформаторной цепи должна быть весьма малой. Для уменьшения индуктивности ввода первичного напряжения целесообразно устанавливать ИТ непосредственно на крышке бака, используя ее в качестве фундаментной плиты. В этом случае ИТ оказывается подвешенным к крышке и ввод первичного напряжения может быть сделан минимальной длины. При этом, однако, увеличивается длина ввода высокого напряжения и для его проводки к высоковольтному изолятору приходится увеличивать изоляционные расстояния между вводом и стенками бака, а значит, и размеры бака. Увеличение индуктивности ввода высокого напряжения не имеет при этом существенного значения, так как высоковольтные ИТ обычно сильно повышающие и индуктивность вторичной цепи при пересчете на первичную уменьшается в n^2 раз.

Важно обратить внимание на следующее. В верхней части выточки колец как первичной, так и вторичной обмотки после заливки ИТ маслом могут образоваться воздушные мешки. Из-за разницы в диэлектрической проницаемости воздуха и масла в воздушных мешках напряженность электрического поля будет примерно в два раза выше, чем в масле, а злектрическая прочность воздуха – в несколько раз ниже, чем у трансформаторного масла. По этим причинам в воздушных мешках возникает коронирование, впоследствии переходящее в тепловой пробой. Для устранения воздушных мешков необходимо внутреннюю поверхность колец делать слегка конической, чтобы после погружения ИТ в масло обеспечить свободный отток воздуха из соответствующих мест,

Расчет конструкции на рис. 7.7 и рассматриваемых далее конструкций ИТ с тороидальными МС ничем не отличается от расчета ИТ со стержневыми МС и производится по тем же формулам и в той же последовательности. Поэтому примеры расчета ИТ с тороидальными МС не приводятся. Единственное, непринципиальное, отличие расчета в том, что в формулы подставляются характерные для ИТ с тороидальной МС значения коэффициентов, связывающих длину МС и намотки. Так как в ИТ с тороидальной МС длина МС используется более полно, то в конечном итоге ИТ с тороидальными МС оказываются более экономичными. Удельный объем МС в них примерно в полтора раза меньше, чем в ИТ со стержневыми МС.

При напряжениях более 100 кВ конструкция ИТ по рис. 7.7 оказывается недостаточно злектропрочной. Это связано с тем, что между первичной и вторичной обмотками на внутренней стороне изоляционных

колец имеются пути для поверхностного разряда. Так как для уменьшения индуктивности рассеяния толщину изоляции между обмотками приходится выбирать минимальной допустимой, то увеличить длину этих путей можно только, развивая внутреннюю торцевую поверхность колец *6*. Однако с увеличением напряжения между обмотками этот метод становится все менее эффективным. Мало помогает и установка барьеров. Кроме того, с увеличением напряжения необходимо увеличивать и толщину кольца у наружной кромки. Относительная электрическая прочность конструкций при этом уменьшается, и такой способ усиления изоляции неэкономичен. Существенным недостатком конструкции является также невосстанавливаемость свойств изоляции из органического стекла после аварийных состояний, приводящих к пробоям колец.

По этим причинам при напряжениях более 100 кВ эффективнее конструкция ИТ, приведенная на рис. 7.8, и ее различные модификации,

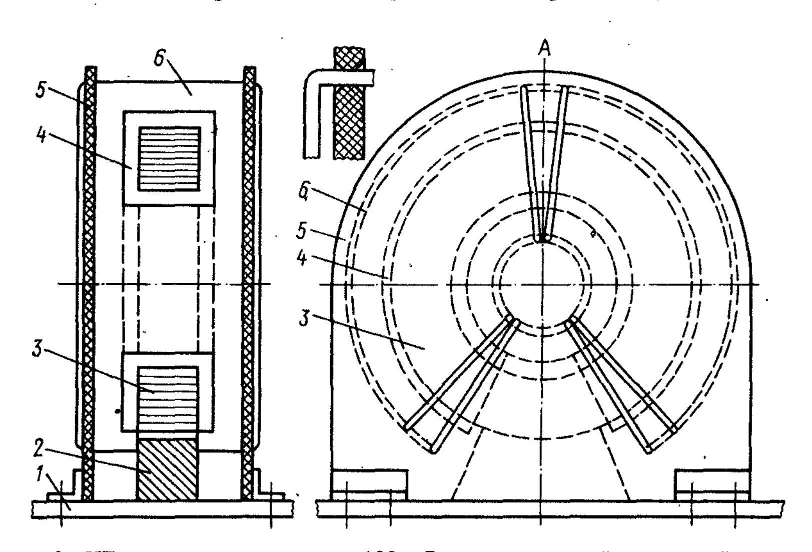


Рис. 7.8. ИТ на напряжение более 100 кВ с тороидальной магнитной системой и цилиндрическими обмотками

в которых устранены пути для поверхностного разряда между обмотками. Конструктивная основа, способ установки МС и конструкция первичной обмотки *4* такие же, как и в ИТ на рис. 7.7. Конструктивной основой вторичной обмотки *6* являются две вертикальные установленные и закрепленные на фундаментной плите щеки *5* из органического стекла. Щеки снабжены двумя рядами концентрических отверстий, через которые протягиваются провода вторичной обмотки. Для того чтобы щеки под натягом проводов не прогибались внутрь, периферийные

части отдельных витков выполняются в виде шпилек, распирающих щеки. Распоркой может служить также согнутая в кольцо и помещенная между щеками полоса из тонкого органического стекла. Вторичная обмотка состоит из двух одинаковых секций, образующих обмотку с вводом посредине, расположенным на оси симметрии в точке *A*. При монтаже выемной части конструкции плита посредством стоек крепится к крышке бака так, чтобы ось вывода высоковольтного изолятора совпадала с осью симметрии ИТ. В этом случае в верхней своей части щеки связываются с проводником или юбкой высоковольтного изолятора, чем исключается боковое смещение щек.

Между первичной и вторичной обмотками ИТ нет никаких конструктивных деталей, благодаря чему отсутствуют пути для поверхностного разряда. Изоляцией служит трансформаторное масло или элегаз. Поэтому главная изоляция обладает способностью восстанавливать свойства после отдельных пробоев по прошествии некоторого времени. Важно также то, что напряжение на секциях плавно увеличивается от начала секции к концу, благодаря чему в пространстве между обмотками нет скачков градиента потенциала. Этим дополнительно повышается электрическая прочность конструкции. Опыт эксплуатации показывает также высокую надежность изоляции в ИТ такого типа при напряженности электрического поля 10 ... 12 МВ/м и способность изоляции выдерживать кратковременное увеличение напряженности до 20 МВ/м. Эти результаты получены при напряжении 400 и 800 кВ и дают основание считать, что посредством ИТ такого типа можно получать напряжение до 2 МВ.

В ИТ на рис. 7.8 витковое напряжение может достигать нескольких киловольт и особое значение должно придаваться межвитковой изоляции. В местах выхода проводов вторичной обмотки из отверстий в щеках имеются пути для поверхностного разряда, и здесь межвитковая изоляция менее всего надежна. Для ее усиления отверстия в щеках раззенковываются, как показано на фрагменте рис. 7.8. Благодаря этому удлиняется путь поверхностного разряда между витками. Так как витки вторичной обмотки неизбежно провисают и касаются друг друга, то на участки витков, заключенные между отверстиями в щеках, при намотке надевается тонкостенная изоляционная трубка.

Главный недостаток конструкции ИТ на рис. 7.8 – трудоемкость наложения вторичной обмотки. Операция эта ручная и механизации не поддается. Однако высокая электрическая прочность конструкции, минимальная достижимая емкость обмоток при использовании элегаза и возможность получать весьма высокое напряжение компенсируют этот недостаток.

Развитием конструкции ИТ с цилиндрическими обмотками (рис. 7.8) является конструкция ИТ с коническими обмотками (рис. 7.9). Компоновка МС соответствует рис. 7.3. Первичная обмотка *4* накладывается на щеки *2*. Каркасом вторичной обмотки *5* являются кольца *6* из органи-

ческого стекла, крепящиеся в нижней части к торцам щек. Центры наружного и внутреннего колец смещены относительно оси МС и друг друга так, чтобы радиальное расстояние между секциями первичной и вторичной обмоток от начала секций внизу к концам вверху плавно увеличивалось. Сочетание с таким же изменением расстояния между обмотками в аксиальном направлении позволяет реализовать в данной конструкции коническую обмотку. Благодаря этому ИТ с конструкцией по рис. 7.9 имеет индуктивность рассеяния примерно в два раза меньшую, чем ИТ по рис. 7.8, что дает возможность во столько же раз уменьшить объем МС. В целом конструкция ИТ по рис. 7.9 наиболее совершенна из известных.

В отличие от ИТ на рис. 7.8 в ИТ на рис. 7.9 каркас вторичной обмотки выполнен в виде колец. Это позволяет упростить наложение вторичной обмотки, сделать операцию менее трудоемкой. Чтобы кольца не прогибались под натягом витков обмотки, между кольцами, под внешними и внутренними участками витков, устанавливаются согнутые в кольца полосы из тонкого органического стекла. Для фиксации полос на внутренней стороне колец делаются торцевые выточки, не показан-

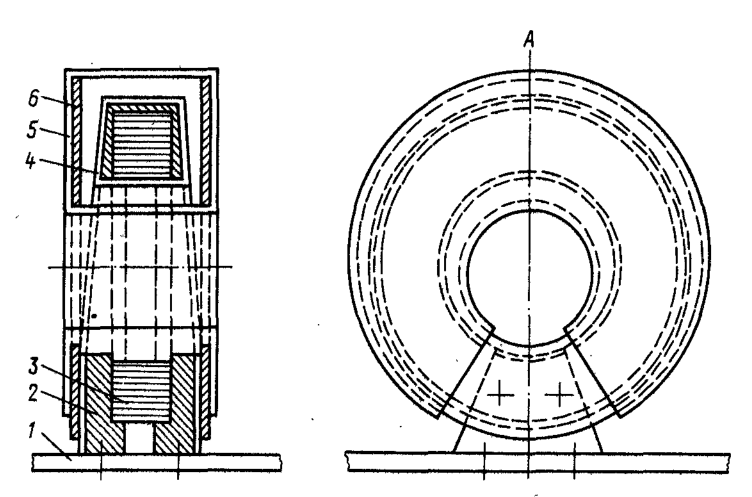


Рис. 7.9. ИТ на напряжение более 100 кВ с тороидальной магнитной системой и коническими обмотками

ные на рис. 7.9. Полосы служат также барьерами, что несколько повышает электрическую прочность изоляции между обмотками. Точно такая же конструкция каркаса вторичной обмотки может быть применена и в ИТ на рис. 7.8 – как для цилиндрической, так и для "полуконической" обмотки.

7.3. ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ С ГОРИЗОНТАЛЬНО УСТАНОВЛЕННОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМОЙ

При горизонтальной установке МС особенно просто реализуются ИТ со спиральными обмотками, для чего применяется компоновка МС по рис. 7.6. Секции спиральной обмотки размещаются в секторах между элементами крепления *1* магнитной системы, как показано на рис. 7.10, где приведен вариант с тремя элементами крепления. На МС *2* наматываются секции обмоток *3*, начало каждой из которых соединяется с обечайкой МС и имеет нулевой потенциал. После намотки первичной обмотки на нее накладывается кольцо *4* из проводникового материала (меди). Кольцо соединяется с витками пайкой. Далее намотка продолжается и концы секций закрепляются на кольце *5*, служащем выводом вторичной обмотки. Таким образом обеспечивается автотрансформаторное включение обмоток, причем первичное напряжение прикладывается между обечайкой и кольцом *4*, а высокое вторичное снимается с кольца *5*. Трансформаторы такого типа целесообразны при напряжении до 100 кВ в качестве как повышающих, так и понижающих – в тех случаях, когда особенно важна малая индуктивность рассеяния.

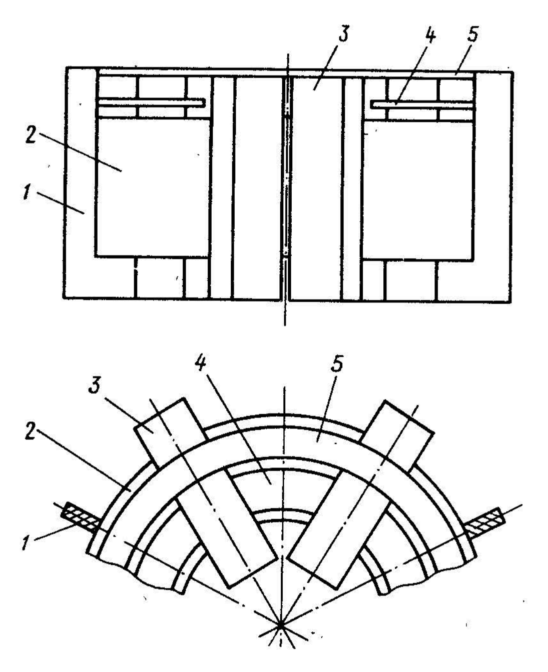


Рис. 7.10. ИТ с тороидальной магнитной системой и спиральными обмотками

В весьма мощных ИТ, когда диаметр МС велик, вертикальная ее установка трудноосуществима. В таких случаях существенными конструктивными преимуществами обладает горизонтальная установка, также позволяющая реализовать обмотки с вводом посредине. Один из возможных вариантов компоновки приведен на рис. 7.11 [39]. Кон-

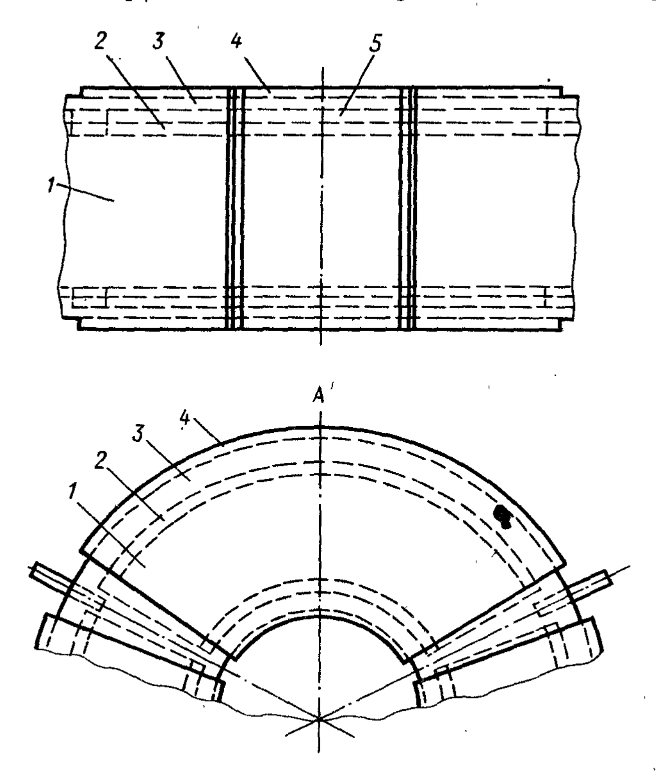


Рис. 7.11. ИТ с горизонтально установленной магнитной системой и цилиндрическими обмотками с вводом посредине

структивной основой ИТ является помещенная в обечайку МС *1*. На МС одним из описанных ранее способов накладываются секции первичной обмотки *2*. Со стороны нижнего и верхнего торца МС на трех опорах *6*, расположенных в районе элементов крепления МС, устанавливаются изоляционные кольца *3* из органического стекла, служащие одновременно каркасом вторичной обмотки *4*. Секции вторичной обмотки из двух симметричных частей, образующих три обмотки с вводом посредине, располагаются в секторах между элементами крепления МС. Первичная и вторичная обмотки изолируются друг от друга масляным промежутком *5*. Вывод высокого напряжения располагается в точке *A*. Трансформатор крепится к крышке масляного или элегазового бака

и вместе с нею образует выемную часть конструкции. Выводы высокого напряжения каждого сектора соединяются между собой, высокое напряжение выводится посредством общего высоковольтного изолятора. Для того чтобы изоляционные кольца *3* не прогибались вовнутрь под натягом проводов вторичной обмотки, между кольцами можно устанавливать распорки одним из описанных ранее способов. При большом диаметре МС изоляционные кольца могут заменяться секторами, крепление которых осуществляется на отдельных опорах. Конструкция ИТ на рис. 7.11 целесообразна при диаметре МС более 1,5 м, когда линейные размеры секторов достаточны для обеспечения продольной электрической прочности секции обмоток.

Во многих случаях тороидальные МС большого диаметра не могут быть изготовлены. Тогда, при наличии магнитопроводов относительно малого диаметра, можно реализовать специально разработанную конструкцию высоковольтного ИТ (рис. 7.12) [40]. Несколько одинаковых магнитопроводов *11*, на каждый из которых наложены обмотки *12* с одинаковым числом витков, разделены изоляционными кольцами *4* из органического стекла, имеющими выточки для фиксации магнитопроводов. Все обмотки на отдельных магнитопроводах соединяются последовательно и образуют вторичную высоковольтную обмотку ИТ. Магнитопроводы устанавливаются на фундаментной плите *2* и фиксируются на ней посредством направляющей трубы *3* и прижимного кольца *4*. С помощью расположенных на плите *2* стержней *5* и распорных труб *6* в верхней части ИТ установлена плита *7*. Стержни *5* в количестве 4 . . . 8 шт. служат одновременно для крепления ИТ к крышке масляного бака.

В центре плит делаются отверстия разного диаметра – большего на плите *2* и меньшего на плите *7*. По контуру отверстий фиксируются внутренние участки витков первичной обмотки *8*. Внешние участки фиксируются в отверстиях на периферии плит *2* и *7*. Диаметр этих отверстий соответствует диаметру провода первичной обмотки. Диаметр отверстий в центральной части плит *2* и *7* и диаметр окружностей, по которым располагаются отверстия на периферийной части плит, выбираются так, чтобы расстояние между магнитопроводами, образующими МС ИТ, и витками первичной обмотки постепенно увеличивалось снизу вверх. Таким образом в ИТ реализуется коническая обмотка. У этого ИТ в отличие от описанных ранее первичная обмотка *8* размещена поверх вторичной.

Выводы первичной обмотки *1* и *10* подсоединяются к установленным на крышке бака низковольтным изоляторам, так как находятся под нулевым (вывод *1*) или относительно невысоким первичным (вывод *10*) напряжением. Высоковольтный вывод *9* вторичной обмотки, являющийся концом обмотки на последнем, верхнем магнитопроводе, выходит через достаточно большое отверстие в плите *7* и подсоединяется к высоковольтному изолятору (масляному вводу), установленному

на крышке бака. Труба *3* изготовляется из стеклоэпоксида или бакелитового цилиндра, детали *2*, *4*, *7* – из стеклоэпоксида или текстолита.

Благодаря описанному расположению магнитопроводов и последовательному соединению обмоток напряжение на обмотках магнитопро-

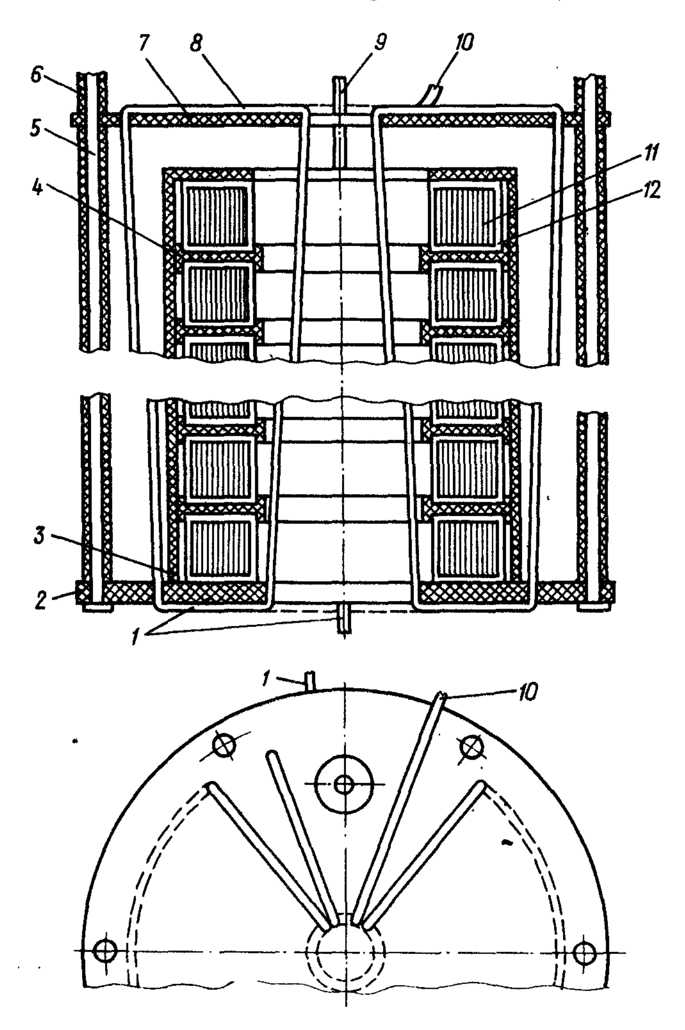


Рис. 7.12. Импульсный трансформатор с горизонтально установленной магнитной системой и коническими обмотками

водов постепенно нарастает от нижнего к верхнему относительно небольшими скачками: $U_{2k} = U_2/k$, где k – число магнитопроводов, U_2 – полное напряжение на вторичной обмотке. Если число магнитопроводов

выбрано достаточно большим, то напряжение на каждом из них относительно невелико и надежная изоляция между обмотками осуществляется простым выбором толщины разделительных колец *13*, несмотря на то что полное напряжение может быть весьма высоким. Из опыта проектирования ИТ такого типа можно считать рациональным напряжение на каждом магнитопроводе до 50 кВ. При таком напряжении общее число магнитопроводов не слишком велико и в то же время чрезмерных трудностей с изоляцией не возникает. Более или менее типичное число магнитопроводов – 10.

Так как между первичной и вторичной обмотками отсутствуют конструктивные детали, то нет и путей для поверхностного разряда. Роль главной изоляции между обмотками выполняет трансформаторное масло. Благодаря этому электрическое поле в междуобмоточном пространстве достаточно однородно, за счет чего и достигается высокая электрическая прочность изоляции. Единственный путь для поверхностного разряда сохраняется вдоль трубы *3*. Однако это не нарушает высокой электрической прочности вторичной обмотки, так как, во-первых, последовательное соединение одинаковых секций магнитопроводов обеспечивает равномерное распределение напряжения по высоте вторичной обмотки и, во-вторых, поскольку число магнитопроводов относительно велико, то высота ИТ оказывается большой и путь поверхностного разряда – длинным.

Конструктивный расчет ИТ производится по приведенной ранее методике. Особенности расчета в следующем. Число витков первичной обмотки находится по формуле

$$w_1 = U_1 t_{и} / (\Delta B S_k k), \qquad (7.1)$$

где S_k – площадь сечения магнитопровода.

Наиболее целесообразно квадратное сечение магнитопроводов. Для этого случая индуктивность рассеяния, емкость вторичной обмотки относительно МС и междуобмоточная емкость, приведенные к числу витков первичной обмотки, выражаются формулами

$$L_s \approx 16 \cdot 10^{-7} w_1^2 [(k+1)(a + \Delta + 2\Delta_2) + \Delta_{12}]/(D+d); \qquad (7.2)$$

$$C_{2т} \approx 18{,}5 \cdot 10^{-12} \epsilon (D+d)(a + \Delta_2) n^2 / (\Delta_2 k); \qquad (7.3)$$

$$C_{12т} = 14 \cdot 10^{-12} \epsilon (D+d) [(k+1)(a + \Delta) + 2\Delta_2] n^2 / \Delta_{12}, \qquad (7.4)$$

где D и d – наружный и внутренний диаметр МС; Δ_{12} – максимальная толщина междуобмоточной изоляции (в районе углов и верхнего торца верхнего магнитопровода); Δ_2 – толщина изоляции между магнитопроводом и витками вторичной обмотки; Δ – толщина изоляционного кольца.

При прямоугольном сечении индуктивность рассеяния и обе емкости увеличиваются примерно в k_s раз.

Специально проведенным сравнением установлено, что индуктивность рассеяния и емкости обмоток в данном ИТ выше, чем в ИТ обычных конструкций, и поэтому относительно велики искажения фронта импульса. В то же время искажения вершины импульса и объем МС в нем значительно меньше. Так, при $a = b$ и $k = 10$ искажения фронта увеличиваются примерно в 1,5 раза, а искажения вершины и объем МС уменьшаются в 3,16 раза, что во многих случаях более важно, чем некоторое увеличение искажений фронта. Однако главное достоинство описанной конструкции состоит в возможности применения магнитопроводов малого диаметра и обеспечения сравнительно простым способом надежной изоляции при весьма высоких напряжениях.

Данной конструкции ИТ свойственны и некоторые недостатки. Так, необходимо предусматривать каналы для выхода воздуха из-под изоляционных колец между магнитопроводами. Для этого кольца в местах нулевого потенциала (середина секций), где обмотки соединяются с магнитопроводами, снабжаются прорезями на буртиках и вся выемная часть ИТ устанавливается слегка наклонно – так, чтобы прорези были выше остальной части колец. Вследствие большой высоты вертикальных участков витков первичной обмотки первичная обмотка склонна к вибрации на частоте повторения импульсов.

В одном из изготовленных и длительное время эксплуатировавшихся ИТ такого типа [40] были применены магнитопроводы из пермаллоя марки 50НП с внутренним и наружным диаметром 250 и 420 мм, шириной ленты 25 мм и толщиной 0,05 мм. Каждый магнитопровод состоял из трех сердечников, разделенных шайбами из электрокартона толщиной 0,5 мм; общее число магнитопроводов с обмотками равнялось 10. Толщина разделительного кольца из органического стекла была 15 мм. Секции вторичной обмотки содержали по 260 витков, середины секций соединялись с магнитопроводами с целью удаления электростатического заряда и более равномерного распределения напряжения. Первичная обмотка содержала 14 витков из трех проводов БПВЛ-25. Расстояние между первичной и вторичной обмотками вверху составляло 80 мм. Габариты выемной части ИТ – 1250 × 700 × 700 мм. При таких конструктивных параметрах ИТ повышал от 22 до 400 кВ напряжение импульсов длительностью до 100 мкс и мощностью до 100 МВт при скважности менее 100, удлиняя в различных режимах работы фронт импульса на 5 . . . 8 мкс при выбросе на фронте импульса до 5% и снижении напряжения на вершине до 2%, а также выдерживая кратковременные аварийные состояния, в которых вторичное напряжение достигало 800 кВ. Эти опытные данные позволяют считать, что ИТ такого типа могут применяться для получения импульсного напряжения до 1 МВ.

Важно отметить, что в этих ИТ необходим подбор магнитопроводов по одинаковым свойствам, прежде всего по индукции насыщения, – для равномерного распределения напряжения между отдельными магнитопроводами.

Опыт проектирования ИТ с тороидальными МС показал, что применение многослойных обмоток для получения высоких напряжений нецелесообразно, так как ИТ не удается выполнить достаточно электропрочным. Попытки повысить электрическую прочность, увеличивая толщину изоляционных промежутков, приводят к значительному увеличению массы и габаритов ИТ и большим удельным объемам МС.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ С ОДНИМ ВИТКОМ В ПЕРВИЧНОЙ ОБМОТКЕ

8.1. ОБОСНОВАНИЕ ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

Развитие импульсного трансформаторостроения привело к разработке и применению особого конструктивного типа ИТ с одним витком в первичной обмотке, одновиткового ИТ (ОИТ) [39, 41–48].

Установим, как влияет уменьшение числа витков в обмотках ИТ на его главные технико-экономические и функциональные показатели. Заменяя в формуле (5.1) площадь сечения МС ее выражением из формулы (2.3), для объема МС получим

$$V=W\frac{U_2\mu_0\tau_ф k_p k_L F_L \alpha}{U_1 t_ф G_{1,2}\Delta B k_а E_\Delta \lambda}\left(k_s\sqrt{\frac{w_1 U_1 t_и}{\Delta B k_а}}+g w_1\Delta_2\right), \tag{8.1}$$

откуда видно, что при заданных параметрах импульса и прочих равных условиях с уменьшением числа витков первичной обмотки объем МС, а следовательно, и потери энергии в МС уменьшаются.

Заменяя в формуле (3.31) индуктивность намагничивания ее выражением из соотношения (4.3) с учетом формулы (2.3) и выражая сопротивление нагрузки через энергию импульса, получим

$$\frac{\Delta U_2}{U_2}=\frac{(1-\alpha)\Delta B^2 k_а V}{\mu_0\mu[\alpha+(1-\alpha)q]W}. \tag{8.2}$$

Из формулы (8.2) следует, что уменьшение объема МС со снижением числа витков первичной обмотки приводит к уменьшению снижения напряжения на вершине трансформированного импульса, т. е. повышает один из главных функциональных показателей ИТ.

Выражая в формуле (4.24) длину провода обмотки через среднюю длину витка по формуле (1.13) и число витков с учетом (2.3), получим

$$r_0=\frac{\rho}{S_м}k_p\left(k_s\sqrt{\frac{U_1 t_и w}{\Delta B k_а}}+g\Delta_2 w\right), \tag{8.3}$$

откуда видно, что при уменьшении числа витков любой из обмоток ее сопротивление, а следовательно, и потери мощности в обмотке уменьшаются.

Выявляя из формулы (8.1) вторичное напряжение или удлинение фронта трансформированного импульса, можно показать, что при фиксированном объеме МС сокращение числа витков в первичной обмотке приводит к увеличению вторичного напряжения или уменьшению удли-

нения фронта. Таким образом, сокращение числа витков первичной обмотки приводит к уменьшению снижения напряжения на вершине импульса, а также улучшает остальные функциональные показатели ИТ.

Естественный фактор, ограничивающий возможность уменьшения числа витков в первичной обмотке ИТ, – физическая нереализуемость электрического трансформатора с числом витков в любой из обмоток, меньшим одного. Из этого следует, что в повышающем ИТ минимальное число витков в первичной обмотке равно единице. Таким образом, ОИТ является предельным конструктивным типом ИТ, т. е. конструкцией с минимальным физически реализуемым числом витков в обмотках. В то же время, поскольку с уменьшением числа витков в первичной обмотке технико-экономические и функциональные показатели улучшаются, ОИТ потенциально является самым совершенным типом ИТ.

8.2. РАСЧЕТ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Принципиально ОИТ могут проектироваться с МС любого типа. Однако преимущественная область применения ОИТ – повышение напряжения весьма мощных или коротких импульсов. В обоих этих случаях ОИТ должен обладать малой индуктивностью рассеяния и выводов. Этим определяется как необходимость применения в ОИТ тороидальных МС, так и специфичная компоновка ОИТ, позволяющая решить обе задачи, причем индуктивность выводов устраняется практически полностью. По этим причинам далее рассматриваются ОИТ с тороидальной МС.

Обобщенная конструкция ОИТ с тороидальной МС приведена на рис. 8.1, где *1* – МС; *2* – вторичная обмотка; *3* – виток первичной обмотки, имеющий вид полого тороида и являющийся одновременно масляным или элегазовым баком; 4, 5 – выводы высокого (вторичного) напряжения; *6* и *7* – вводы низкого (первичного) напряжения. Схема замещения ОИТ в составе генератора импульсов приведена на рис. 8.2, где все обозначения соответствуют принятым ранее.

Электромагнитные параметры ОИТ можно рассчитывать по формулам

$$L_s = 4\mu_0 (k_s \sqrt{S} + g\Delta_2)\Delta_2 F_L / h; \tag{8.4}$$

$$C_т = 4\epsilon_0 \epsilon h \, (k_s \sqrt{S} + g\Delta_2) n^2 F_c / \Delta_2; \tag{8.5}$$

$$L_1 = \mu_0 \mu S k_а / l, \tag{8.6}$$

а площадь сечения МС – по формуле

$$S = \frac{U_1 t_и}{\Delta B \, k_а}. \tag{8.7}$$

Особенность расчета ОИТ состоит в том, что число витков в обмотках заранее определено его конструкцией: равно единице в первичной и коэффициенту трансформации во вторичной. Поэтому для получения определенных исходными данными искажений фронта трансфор-

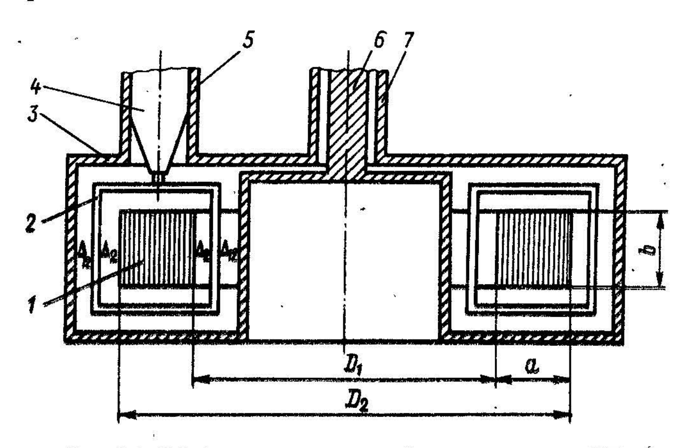


Рис. 8.1. Обобщенная конструкция одновиткового ИТ

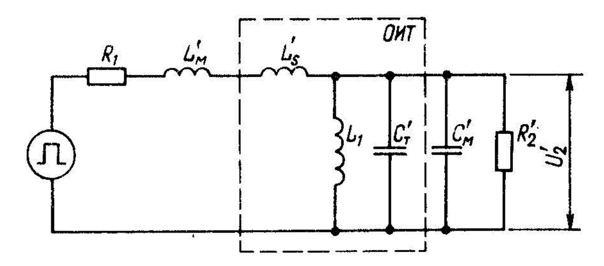


Рис. 8.2. Схема замещения одновиткового ИТ в составе генератора импульсов

мированного импульса вместо задания первичного напряжения и выбора оптимальных значений площади сечения МС и числа витков первичной обмотки выбираются оптимальные площадь сечения МС и первичное напряжение. Таким образом, применение ОИТ в составе импульсной установки накладывает требование на значение напряжения генератора импульсов, т. е. обусловливает системный подход к проектированию импульсной установки.

Оправданием такому нетрадиционному подходу служит техническая возможность и целесообразность применения в мощных генераторах импульсов составных коммутаторов из тиристоров и динисторов, позволяющих проектировать экономичные генераторы в широком диапазоне напряжений. Связанное с этим некоторое усложнение генератора импуль-

сов компенсируется как применением наиболее перспективных коммутационных приборов, так и получением наиболее высокого из возможных при применении ИТ импульсного напряжения [47].

Оптимальная площадь сечения МС определяется на основании формул (3.45), (3.46), (8.4), (8.5) и (8.7) с учетом соотношения $R'_2 \approx \approx U_1^2/P$:

$$S = A^2 \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2g\Delta_2}{Ak_s}}\right)^2; \qquad (8.8)$$

$$h = \frac{P\Delta_2}{U_1 U_2 G_{1,2}} \sqrt{\frac{\alpha\mu_0 F_L k_L}{\epsilon_0 \epsilon F_c k_c}}; \qquad (8.9)$$

$$A = \frac{2\tau_ф U_2 t_и k_s}{\Delta B k_a t_ф} \sqrt{\alpha\mu_0 \epsilon_0 \epsilon F_L F_c k_L k_c}. \qquad (8.10)$$

Оптимальное первичное напряжение рассчитывается из формулы (8.7) при найденной по формуле (8.8) оптимальной площади сечения МС, после чего по формуле (8.9) рассчитывается необходимая для получения заданного удлинения фронта и выброса на фронте длина намотки h.

В импульсных установках обычно желательно минимальное напряжение генератора, так как это упрощает его конструкцию. Для этого, как видно из формулы (8.7), необходима минимальная площадь сечения МС. Главным фактором, позволяющим уменьшить ее, является коэффициент A [см. формулу (8.8)]. Из выражений (8.8) и (8.10) видно, что при заданных параметрах трансформированного импульса уменьшить площадь сечения и первичное напряжение можно фактически только, снижая коэффициент k_s и повышая приращение индукции в МС. Вследствие этого, хотя прямоугольное сечение позволяет несколько уменьшить объем МС, целесообразны МС с квадратным сечением, работающие в режиме с максимальным приращением индукции. Из формулы (8.9) видно, что при оптимальном первичном напряжении допустимы две различные длины намотки, соответствующие индуктивной и емкостной реакции трансформаторной цепи. При наиболее вероятном для мощных импульсных систем значении $\alpha = 0,5$ и оптимальном значении $\delta = \delta_0 = 1$ эти длины различаются в 5,84 раза. Следовательно, во столько же раз объем МС с оптимальной площадью сечения при емкостной реакции больше объема при индуктивной, т. е. в ОИТ, так же как и в обычных ИТ, желательна индуктивная реакция.

В зависимости от соотношения параметров, входящих в формулы (8.8) ... (8.10), длина МС может изменяться в широких пределах. Отметим следующие случаи:

1. Длина МС при индуктивной реакции недостаточна для разме-

щения вторичной обмотки или для того, чтобы обеспечить необходимую продольную электрическую прочности вторичной обмотки. В этом случае приходится принимать длину МС, соответствующую емкостной реакции, что приводит примерно к шестикратному увеличению объема МС.

2. Длина МС достаточна для обеспечения необходимой продольной. электрической прочности при обоих видах реакции, но отношение l_2/l_1 меньше предельного допустимого. В этом случае можно допустить некоторое увеличение длины МС для достижения необходимого отношения l_2/l_1. Тогда ослабится индуктивная и усилитєя емкостная реакция. Если первоначально реакция была индуктивной, уменьшится коэффициент затухания, увеличится удлинение фронта и выброс напряжения на фронте. Если реакция первоначально была емкостной, то увеличится коэффициент затухания и удлинение фронта, но выброс на фронте уменьшится или его не будет. В обоих случаях увеличение длины намотки приведет к увеличеию объема МС.

3. Длина МС достаточна для обеспечения необходимой электрической прочности и размещения вторичной обмотки при индуктивной реакции и отношение $l_2/l_1 < 1{,}5$. Целесообразно принять максимальное допустимое отношение $l_2/l_1 = 1{,}5$ и рассчитать ОИТ на заведомо достижимую в этом случае индуктивную реакцию, т. е. в пренебрежении всеми емкостями трансформаторной цепи. Этот случай самый благоприятный, так как позволяет получить минимальный объем МС ОИТ.

При этом для определения оптимальной площади сечения МС из формул (1.4), (3.23), (8.4) и (8.7) можно получить уравнение вида (5.15), где

$$x = \sqrt{S}\,\sqrt[5]{\sqrt{\frac{a}{b}}\;\frac{t_{\text{ф}}\lambda k_{\text{т}}\Delta B^2 k_{\text{а}}^2}{8{,}8\mu_0\alpha W t_{\text{и}}\Delta_2^2 g F_L}}\,; \tag{8.11}$$

$$A = \left(k_s + \frac{L_{\text{м}}\lambda k_{\text{т}}\sqrt{a/b}}{4\mu_0\Delta_2 F_L}\right)\sqrt[5]{\frac{8{,}8\mu_0\alpha W t_{\text{и}} F_L}{t_{\text{ф}}\lambda k_{\text{т}}\Delta B^2 k_{\text{а}}^2 g^4\Delta_2^3}\;\sqrt{\frac{b}{a}}}\,. \tag{8.12}$$

Оптимальная площадь сечения МС

$$S = x_1^2\,\sqrt[5]{\left(\frac{8{,}8\mu_0\alpha W t_{\text{и}}\Delta_2^2 F_L g}{\lambda t_{\text{ф}} k_{\text{а}}^2\Delta B^2 k_{\text{т}}}\right)^2\frac{b}{a}}\,, \tag{8.13}$$

где x_1 – единственный действительный положительный корень уравнения (5.15), определяемый по графику на рис. 5.1.

Оптимальное первичное напряжение рассчитывается по формуле (8.7) при подстановке в нее выражения (8.13).

Характерная практическая конструкция ОИТ приведена на рис. 8.3. Конструктивной основой является герметичный масляный или элегазовый бак из проводникового алюминия с дном *1*, внутренней и наружной обечайками *3* и *9* и крышкой *7*. Периферийная часть крышки стыкуется с наружной обечайкой через изоляционную прокладку *6*. Таким образом бак образует охватывающий МС *5* и вторичную обмотку *4* виток первичной обмотки. Крепится МС в баке на попарно

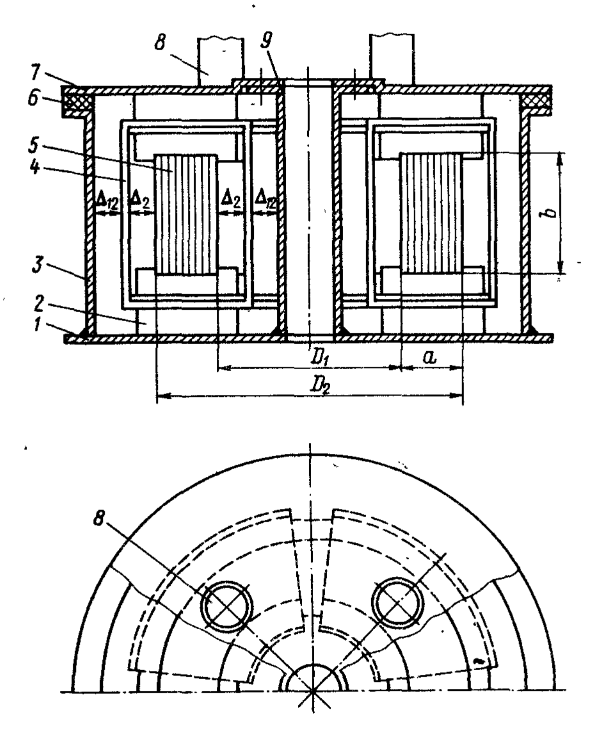


Рис. 8.3. Мощный одновитковый ИТ с тороидальной магнитной системой и обмотками с вводом посредине

расположенных нижних и верхних опорах *2*. Вторичная обмотка образована четырьмя (или тремя) одинаковыми, параллельно соединенными секциями с вводом посредине и закреплена на секторах из органического стекла. Применение секций с вводом посредине позволяет исключить краевой эффект. Первичное напряжение прикладывается между крышкой и фланцем обечайки в нескольких симметрично расположенных точках и подводится от автономных генераторов-модулей,

энергия импульсов которых суммируется в ОИТ. Высокое вторичное напряжение снимается с четырех масляных вводов *8*, которые соединены между собой вне бака. Такая конструкция ОИТ наиболее проста, но при импульсах большой энергии требует МС большого диаметра, что ограничивает применение ОИТ.

В ОИТ на рис. 8.4 конструктивной основой служат нижний и верхний полубаки *1* из проводникового алюминия, герметизированные изоляционным уплотнением *2*. Внутри полубаков установлены магнитопроводы *3* с наложенными на них секциями вторичной обмотки *4*. Число магнитопроводов в каждом полубаке одинаковое и может достигать 10. Полубаки скреплены стяжкой *5*, фиксация и герметизация магнитопроводов обеспечивается упругими изоляционными прокладками *6*. Первичное напряжение прикладывается к фланцам полубаков в нескольких точках, вторичное выводится через масляный ввод *7*. Нижняя и верхняя секции вторичной обмотки соединены с концами стяжек, секции каждого полубака соединены друг с другом последовательно, обе группы секций — параллельно. Вторичное напряжение

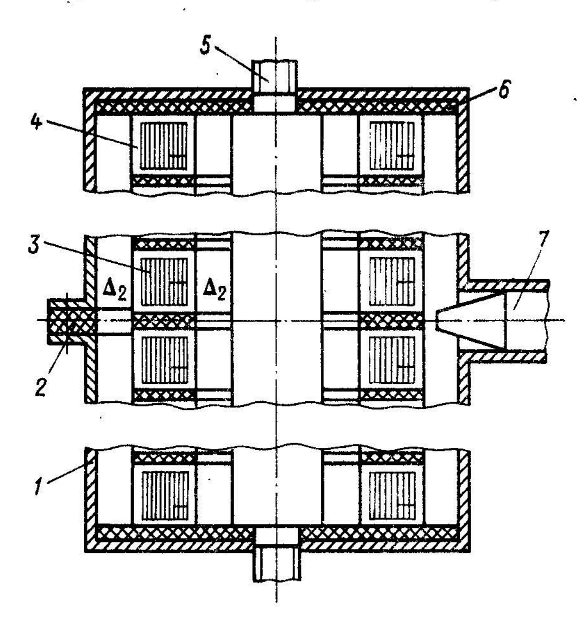


Рис. 8.4. Одновитковый ИТ с тороидальной магнитной системой и двойным секционированием вторичной обмотки

равномерно распределено между секциями, что существенно упрощает изоляцию каждой секции и вторичной обмотки в целом. Вследствие симметрии конструкции и равномерного роста напряжения от нижней и верхней секции к середине краевой эффект вторичной обмотки устра-

нен, чем обеспечивается высокая электрическая прочность ОИТ. Кроме того, в данной конструкции легко реализуется более совершенная коническая обмотка [43, 45]. Наиболее существенный недостаток – повышенный расход проводникового материала вторичной обмотки.

Развитием вышеописанных конструкций является приведенная на рис. 8.5, в которой как первичная обмотка, так и параллельно соединенные секции вторичной обмотки содержат по одному витку. Конструктивная основа ОИТ – фундаментальная плита *2*. На плите установлены: изолирующая прокладка *3*, несколько

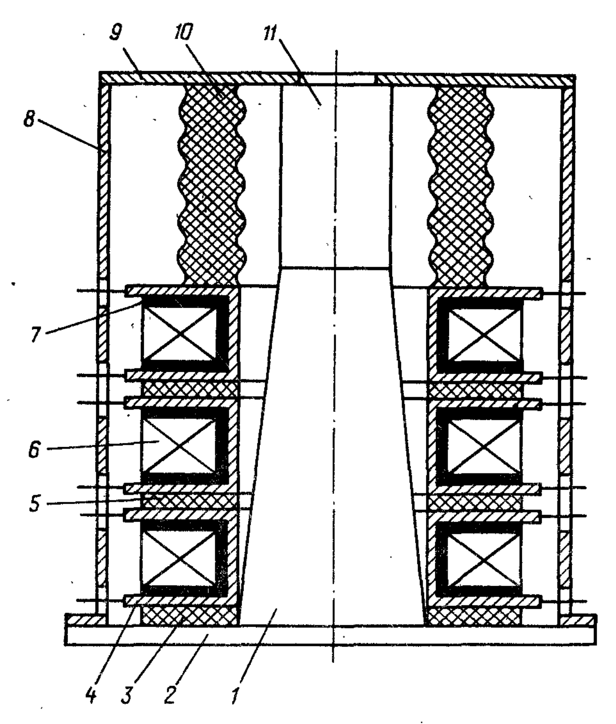


Рис. 8.5. Мощный ИТ с одновитковыми первичной и вторичной обмотками

(на рисунке три) секций первичной обмотки *4* в виде полых тороидов прямоугольного поперечного сечения с разомкнутой пернфернйной частью, внутренняя часть *1* внтка вторичной обмотки в виде усеченного конуса, внешняя часть *8* внтка вторичной обмотки в виде полого тонкостенного цилиндра с дном *9*. Между верхним витком первичной обмоткн *4* и дном *9* установлен высоковольтный изолятор *10*, а между верхней частью усеченного конуса *1* и дном *9* установлен потребитель импульсной энергии *11*, например ионизационная камера. Внутри витков первичной обмоткн *4* уложена изоляция *7* и намотаны тороидальные магнитопроводы *6*. Виткн первичной обмотки изолнрованы друг от друга прокладкамн *5*. К виткам первичной обмоткн напряженне подводится через снмметрично располо-

женные отверстия во внешней части *8* витка вторичной обмоткн – от автономных генераторов-модулей, равномерно расположенных вокруг ОИТ. Полость между частями витков *1* и *4*, дном *9*, изолятором *10* и потребителем энергии *11* герметизируется н заполняется трансформаторным маслом или элегазом. В зависимости от конструктивных особенностей н условий эксплуатации потребителя энергии его можно располагать ниже, внутри витков первичной обмоткн, замещая нм конус *1*. Наиболее благоприятное положение потребителя *11* – когда он полностью замещает собой конус: в этом случае индуктивность рассеяния ОИТ минимальна, что позволяет спроектировать его с минимальным объемом МС. Преобразованная энергия выводнтся через специальное отверстие в дне *9*. Плита *2*, конус *1*, обечайка *8* н дно *9* изготовляются нз проводниковых материалов.

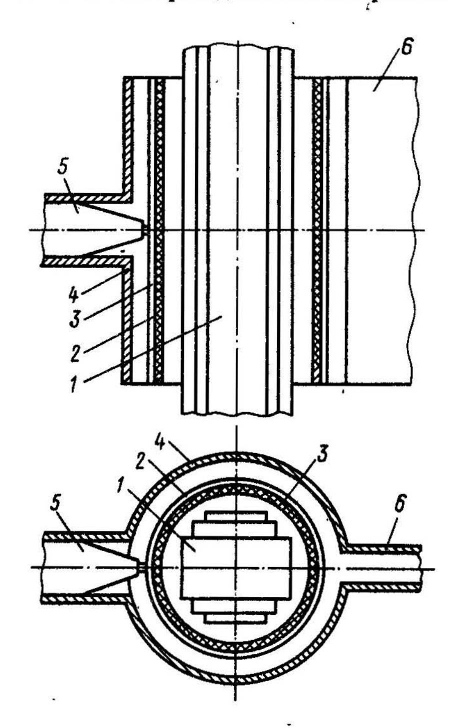


Рис. 8.6. Одновитковый ИТ со стержневой магнитной системой

Работа ОИТ протекает следующим образом. При одновременной подаче иапряжения от автономных генераторов иа секции *3* первичной обмотки во вторичном контуре наводится напряжение, в *n* раз большее, где *n* – число секций первичной обмоткн. Таким образом, коэффициент трансформации равен числу секций первичной, а не вторичной обмотки н ОИТ фактически представляет собой компоновку нескольких одинаковых ОИТ простейшего типа (рис. 8.1), имеющих по одному витку как в первичной, так и во вторичной обмотке. По отношению к первичному напряжению эти ОИТ соединены параллельно, а по отиошению ко вторичному –

последовательно. В такой конструкции удачно решаются задачи надежности изоляции и уменьшения диаметра МС.

Данный ОИТ позволяет получать электрические импульсы с улучшенными параметрами. Известна установка, где посредством ОИТ такого типа получены импульсы тока 2 МА при напряжении 2 МВ длительностью 0,1 мкс, т. е. мощность и энергия импульса составляли 4 ТВт и 0,4 МДж [49].

При вторичном напряжении менее 100 кВ вполне пригодны упрощенные конструкции ОИТ, описанные в работе [41]. Отметим также, что ОИТ с никель-цинковыми ферритами могут применяться для трансформации импульсов наносекундного диапазона.

При длительности импульсов более 100 мкс ОИТ могут изготовляться с МС стержневого типа (рис. 8.6). На стержне МС *1* установлен бакелитовый цилиндр *2* с вторичной обмоткой *3*. Первичная обмотка образована витком *4*, ввод *6* первичного напряжения представляет собой полосковую двухпроводную линию. Вторичное напряжение снимается с конца вторичной обмотки через вывод *5*. В ОИТ такого типа легко реализуются спиральные и конические обмотки.

8.4. ПРИМЕР РАСЧЕТА МОЩНОГО ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ОДНОВИТКОВОГО ИМПУЛЬСНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Для иллюстрации преимуществ ОИТ при системном подходе к их проектированию рассмотрим расчет ОИТ с теми же исходными данными, что и для ИТ в § 6.3. Особенность расчета при системном подходе состоит в том, что, хотя индуктивности и емкости монтажа заданы исходными данными, ввести в расчет их нельзя, так как в начале расчета неизвестны первичное напряжение и коэффициент трансформации ОИТ. Поэтому на первом этапе расчета приходится принимать их равными нулю и затем, после определения коэффициента трансформации, вводить необходимые уточнения. Итак, на первом этапе расчета в формулах (8.9) и (8.10) коэффициенты k_L и k_C принимаются равными 1.

Тороидальная МС может быть легко изготовлена из тонкой ленты, например толщиной 0,08 мм, что позволит уменьшить потери на вихревые токи и благодаря этому уменьшить искажения вершины импульса и расширить частотный диапазон работы ИТ. Поэтому в расчетах принято, что МС изготовлена из ленты (сталь 3425) толщиной 0,08 мм, имеет квадратное сечение и коэффициент заполнения сечения сталью $k_а = 0{,}9$. С учетом этого расчеты по формулам (8.7) ... (8.9) дают следующие предварительные значения параметров: $A = 3{,}83 \cdot 10^{-2}$ м; $S = 212 \cdot 10^{-4}$ м^2; $U_1 = 286$ В; $h = 795$ м.

Рассмотрение полученных результатов показывает, что, во-первых, ОИТ со столь большой длиной намотки технически нереализуем, так как МС должна иметь диаметр около 250 м, и, во-вторых, отношение l_2/l_1 близко к 1. Второе означает, что допустимо увеличить отношение до 1,5, чем будет обеспечена глубокая индуктивная реакция и минимальный объем МС. Поэтому далее расчет ориентирован на индуктивную

реакцию и производится по формулам (8.7), (8.11) . . . (8.13). В соответствии с этими формулами получим: $A = 1{,}83$; $x_1 = 1{,}27$; $S = 7{,}73 \cdot 10^{-2}$ м^2; $U_1 = 1040$ В; $l = 4{,}83$ м; $V = 0{,}34$ м^3; $M = 2{,}34$ т; $D_1 = 1{,}12$ м; $D_2 = 1{,}68$ м.

Рассмотрение результатов расчета показывает, что ОИТ с полученными размерами технически вполне реализуем, а его объем и масса МС в 1,6 раза меньше, чем у ИТ с шихтованной МС, т. е. преимущества ОИТ очевидны. Особо следует отметить, что первичное напряжение всего лишь 1,04 кВ. Это позволяет составить первичный генератор импульсов из 20 автономных генераторов-модулей на тиристорах типа Т273-1250 или аналогичных им [50]. Техническая возможность реализации и синхронной работы генераторов такого типа проверена экспериментально. Увеличение числа модулей на 10 . . . 15% позволит существенно повысить надежность генератора за счет резервирования. Возможность реализации ИТ с высоким коэффициентом трансформации доказана теоретически [7]. Экспериментально подтверждена возможность реализации ОИТ с коэффициентом трансформации до 1000. В целом полученные результаты можно считать хорошими и перейти к выбору конкретного конструктивного исполнения ОИТ.

В данном случае, когда необходимо обеспечить стыковку ОИТ с многими генераторами-модулями, особенно целесообразна конструкция ОИТ, ориентированная на питание ОИТ от таких модулей (см. рис. 8.3). В этой конструкции индуктивность вывода первичной обмотки отсутствует. При соответствующей компоновке модулей вокруг ОИТ можно практически полностью исключить из трансформаторной цепи также и индуктивность монтажа первичной цепи. По этим причинам можно не учитывать индуктивность монтажа и не уточнять результаты расчета.

Расчет показывает, что длина внутреннего контура МС равна 3,5 м. Если установить МС на трех опорах, которые займут 10% длины внутреннего контура, то длина каждого сектора составит 1,05 м, что достаточно для обеспечения требуемой продольной электрической прочности и размещения в каждом секторе одной секции обмотки с вводом посредине.

Более детальные расчеты показывают, что благодаря значительному снижению расхода проводниковых материалов, уменьшению потерь в МС и совмещению функций витка первичной обмотки и бака спроектированный ОИТ имеет высокие как технико-экономические, так и функциональные показатели.

8.5. ОЦЕНКА ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ И ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ

Как видно из рассмотренного выше, ОИТ имеет существенные конструктивные, технико-экономические и функциональные преимущества по сравнению с ИТ традиционных конструкций. Поэтому представляется важной более широкая и общая оценка достижимых в ОИТ технико-экономических и функциональных показателей.

Для этого примем, что в ОИТ реализуется приращение индукции 3 Тл и напряженность электрического поля в изоляции 10 МВ/м, в МС применена лента из стали марки 3425 толщиной 0,05 мм, коэффициент заполнения сечения МС равен 0,9, коэффициент использования длины МС также равен 0,9, что легко достижимо в ОИТ, отношение $D_2/D_1 = 1{,}5$, ОИТ работает в составе линейного согласованного генератора импульсов, реакция трансформаторной цепи – индуктивная. Для установления потенциальных возможностей собственно ОИТ при оценке пренебрегаем индуктивностью и емкостью монтажа.

В качестве первого примера рассчитаны параметры ОИТ, предназначенного для получения напряжения 400 кВ при энергии импульса 1 МДж, длительности 10 мкс и допустимом удлинении фронта импульса 2 мкс. Результаты расчета, выполненного для оговоренных условий при различных значениях отношения b/a, приведены ниже:

b/a	1	2	4	10
D_2, м	2,08	1,61	1,25	0,97
v, м^3/МДж	0,65	0,61	0,59	0,65
U_1, кВ	32,4	38,8	49,0	70,0

Для всех вариантов потери энергии в МС не превышают 0,04% энергии импульса, а снижение напряжения на вершине – 0,08%. Учет потерь энергии в обмотках показывает, что ОИТ выполним с КПД до 99,9%. Из результатов расчета видно, что замена квадратного сечения прямоугольным позволяет незначительно уменьшить объем МС и существенно – ее диаметр, который в ряде случаев является критическим конструктивным параметром. Однако при этом увеличивается первичное напряжение, т. е. снижается главный функциональный показатель ОИТ – его способность повышать напряжение. Поэтому прямоугольное сечение целесообразно только для уменьшения диаметра МС, если в этом возникает необходимость.

Результаты расчета параметров ОИТ на напряжение импульса 1 МВ при энергии 1 МДж:

b/a	1	2	4	10
D_2, м	2,75	2,12	1,67	1,27
v, м^3/МДж	1,51	1,41	1,37	1,43
U_1, кВ	56,7	68,1	84,1	115,8

Из сравнения этих данных с предыдущими видно, что при увеличении напряжения примерно пропорционально возрастает объем МС, значительно увеличивается также диаметр МС и первичное напряжение. Расчеты показывают, что КПД снижается до 99,75%, а снижение напряжения на вершине импульса увеличивается до 0,2%. Замена квадратного сечения прямоугольным также позволяет уменьшить диаметр МС, что в данном случае важно, так как при квадратном сечении диаметр МС неприемлемо велик.

Интересно проследить, как изменяется первичное напряжение и конструктивные параметры ОИТ в зависимости от энергии импульса. Соответствующие данные для напряжения 400 кВ и квадратного сечения МС приведены ниже:

W, МДж	0,1	1,0	10
D_2, м	1,25	2,08	3,1
v, м^3/МДж	1,40	0,65	0,37
U_1, кВ	11,6	32,4	103,0
КПД, %	99,3	99,6	99,9

Результаты расчета показывают, что с увеличением энергии импульса главные технико-экономические показатели ОИТ повышаются (значение КПД при энергии 10 МДж дано ориентировочно), но существенно увеличивается первичное напряжение. В целом же можно констатировать, что ОИТ имеют высокие показатели и их применение весьма перспективно в импульсных системах большой мощности. Ограничено применение ОИТ необходимостью выбора оптимального напряжения, что не всегда технически целесообразно.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ БЕЗ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ

9.1. КОНСТРУКЦИИ

В импульсных установках с невысокими требованиями к степени прямоугольности трансформированных импульсов могут применяться простые и надежные ИТ без МС, так называемые воздушные ИТ (ВИТ). Термин "воздушный импульсный трансформатор" может считаться не вполне удачным, однако он установился в отечественной и зарубежной литературе, поэтому принимается и здесь.

Теоретическая возможность применения ВИТ для трансформации электрических импульсов обоснована в работе [51], где приведена

также и методика приближенного расчета ВИТ как системы с сосредоточенными параметрами. Первые ВИТ рассчитывались по этой методике. Примеры расчета и применения ВИТ приведены в работах [51, 52], различные варианты конструктивного исполнения ВИТ – в [51–55]. Уточнению теории ВИТ посвящен ряд следующих работ [8–10]. В настоящей главе обобщаются результаты проведенных в области ВИТ исследований.

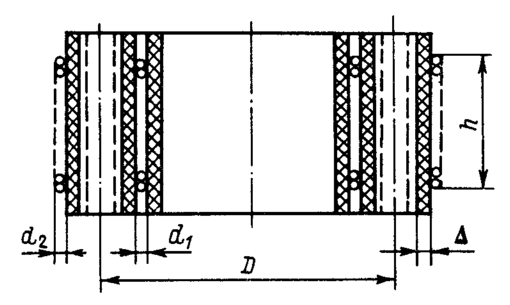


Рис. 9.1. Воздушный ИТ с чередующимися цилиндрическими обмотками

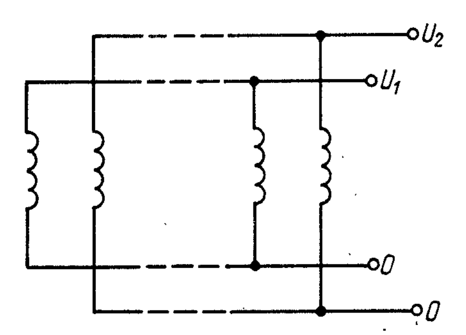


Рис. 9.2. Соединение чередующихся цилиндрических обмоток

Конструктивно ВИТ представляет собой катушку на цилиндрическом каркасе с чередующимися, секционированными или однослойными обмотками цилиндрического, конического или спирального типа. Обобщенная конструкция ВИТ с чередующимися цилиндрическими обмотками изображена на рис. 9.1, где все обозначения соответствуют принятым ранее. Схема чередования обмоток приведена на рис. 9.2. Трансформатор с чередующимися коническими обмотками выполняется аналогичным образом (одна из возможных конструкций приведена в работе [53]), а со спиральными – так же, как и катушки ИТ со спиральными обмотками.

Ввиду того что ВИТ не имеет МС, его размеры значительно больше, чем у обычного ИТ с МС. Чередование обмоток позволяет уменьшить

индуктивность рассеяния ВИТ и, как следствие, его размеры. Однако при этом почти во столько же раз увеличивается емкость обмоток ВИТ, в значительной мере определяющая искажения формы трансформированных импульсов. Не менее важно также и то, что чередование исключает возможность применения обмоток с вводом посредине. По этим причи-

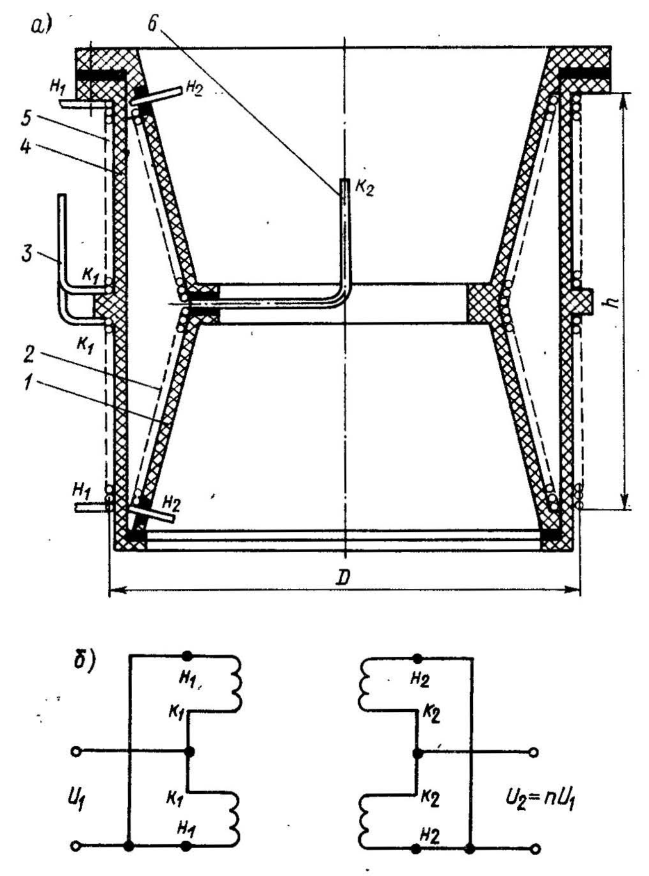


Рис. 9.3. Конструкция (*а*) и схема соединения обмоток (*б*) воздушного ИТ с конической обмоткой

нам чередование обмоток целесообразно только в низковольтных ВИТ, когда влияние емкости обмоток слабее и не возникает особых трудностей в обеспечении электрической прочности конструкции. В большинстве же применяются однослойные обмотки. При этом целесообразны конические обмотки, поскольку они имеют малую индуктивность рассеяния. Взаимное расположение первичной и вторичной обмоток не влияет на емкость и индуктивность рассеяния, так как в ВИТ отсут-

ствует МС и связанные с ее наличием емкости. Поэтому последовательность наложения обмоток в ВИТ определяется исключительно конструктивными соображениями.

Один из лучших конструктивных вариантов ВИТ с однослойной конической обмоткой приведен на рис. 9.3 [55]. Первичная обмотка *5* намотана на цилиндрическом каркасе *4*, коническая вторичная обмотка *2* – на каркасе *1*. Каждая из обмоток состоит из двух одинаковых симметрично расположенных секций с выводами *3* и *6*. Каркасы обмоток изготовляются из механически прочного диэлектрика, например стеклоэпоксида. Полость между каркасами герметизируется уплотнениями и заполняется трансформаторным маслом или элегазом. Так как поверхностями охлаждения ВИТ являются наружная и внутренняя, непосредственно соприкасающиеся с воздухом, то условия охлаждения не определяются маслом или газом. Поэтому полость между обмотками весьма целесообразно заполнять элегазом, что позволит примерно в два раза уменьшить емкость обмоток ВИТ, являющуюся критическим параметром.

При низких напряжениях, когда размер изоляционного промежутка мал в сравнении с толщиной стенок каркаса *4*, целесообразно, по чисто конструктивным соображениям, изоляцию между обмотками выполнять из слоистых диэлектриков – кабельной или трансформаторной бумаги, изоляционных пленок или комбинации этих материалов.

Данный ВИТ просто преобразуется в одновитковый. Для этого первичная обмотка выполняется в виде одного витка из шины шириной h, охватывающей вторичную коническую (возможна и цилиндрическая) обмотку. Продолжением витка является двухпроводная линия, как это показано на рис. 8.6.

В общем случае – для чередующихся обмоток электромагнитные параметры ВИТ можно рассчитывать по формулам

$$L_S = \mu_0 \pi k w_1^2 \Delta F_L / (m-1); \quad (9.1)$$

$$C_{\text{т}} = \epsilon_0 \epsilon \pi D^2 n^2 F_c (m-1)/(k\Delta); \quad (9.2)$$

$$L_1 = 10^{-6} w_1^2 Dk/(1 + 0{,}44k), \quad (9.3)$$

где D – средний диаметр катушки; m – число чередований; $k = D/h$.

Качественно характерные свойства ВИТ можно оценить на основе общей теории ИТ с МС. Составляя выражения для постоянной времени, волнового сопротивления и коэффициента рассеяния обмоток ВИТ, получим

$$T = \sqrt{L_s C_{\text{т}}} = \pi n D w_1 \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon F_L F_c}; \quad (9.4)$$

$$\rho = \sqrt{\frac{L_s}{C_{\text{т}}}} = \frac{k w_1 \Delta}{Dn(m-1)} \sqrt{\frac{\mu_0 F_L}{\epsilon_0 \epsilon F_c}}; \quad (9.5)$$

$$\sigma = \frac{0,4\,\pi^2 \Delta F_L\,(1 + 0,44k)}{D\,(m-1)} = \frac{0,4\pi^2 U_2 F_L\,(1 + 0,44k)}{D E_\Delta\,(m-1)}. \qquad (9.6)$$

Из этих формул видно, что постоянная времени ВИТ не зависит от числа чередований и отношения диаметра к длине катушки, волновое сопротивление прямо пропорционально этому отношению и обратно пропорционально числу чередований. Используя эти свойства, можно согласовать ВИТ с генератором и нагрузкой.

Обращает на себя внимание то, что постоянная времени ВИТ пропорциональна коэффициенту трансформации. По этой причине с увеличением коэффициента трансформации увеличивается удлинение фронта трансформированного импульса. Следовательно, ВИТ может применяться только для относительно небольшого повышения напряжения.

Как следует из целевой функции (3.53) и критерия осуществимости (3.54), возможность реализации ВИТ с заданными параметрами искажений трансформированного импульса определяется возможностью получения достаточно малого коэффициента рассеяния. Из формулы (9.6) видно, что при заданном вторичном напряжении и выбранной конструкции ВИТ уменьшить коэффициент рассеяния можно практически только за счет увеличения диаметра катушки, т. е. габаритов ВИТ. Другие способы уменьшения коэффициента рассеяния малоэффективны или неконструктивны. Из этой формулы видно также, что с увеличением напряжения трансформированного импульса коэффициент рассеяния увеличивается, а значит, получать высокое напряжение посредством ВИТ затруднительно. Поэтому ВИТ эффективен только для получения относительно невысокого напряжения, обычно не более 100 кВ.

Практически неудобны ВИТ с чрезмерно большим диаметром или чрезмерно большой длиной катушки. Приемлемый конструктивный компромисс, проверенный практикой проектирования ВИТ, достигается при $k = 0,5\ \ldots\ 1,0$ и однослойных конических обмотках с вводом посредине (рис. 9.3). Некоторое дополнительное удлинение катушки целесообразно только в том случае, когда необходимо увеличить продольную электрическую прочность ВИТ. Однако, ввиду того что посредством ВИТ не удается получать высокое напряжение, удлинения обычно не требуется.

9.2. ИСКАЖЕНИЯ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА

Первоначально анализ искажений формы трансформированного импульса, так же как и в ИТ с МС, был основан на представлении ВИТ схемой замещения с сосредоточенными параметрами (см. рис. 3.8). В соответствии с этой схемой разработана методика [51, 52], позволившая производить приближенные расчеты. Впоследствии найдена более точная схема замещения (рис. 9.4) [9, 10], которая, по крайней мере качественно, учитывает распределенный характер электромагнитных параметров. Излагаемая методика расчета ВИТ основана на этой схеме.

Ввиду того что ВИТ характеризуется относительно большими размерами, распределенный характер его электромагнитных параметров влияет на искажения формы трансформированного импульса значи-

тельно сильнее, чем ИТ с МС. С достаточной для целей практического проектирования степенью точности это влияние может быть учтено, если представить обмотки ВИТ в виде длинной линии, образованной индуктивностями первичной и вторичной обмотки и междуобмоточными емкостями (см. рис. 3.1). Именно такая линия с волновым сопротивлением ρ_0 и временем заряда T_0 введена в схему замещения на рис. 9.4.

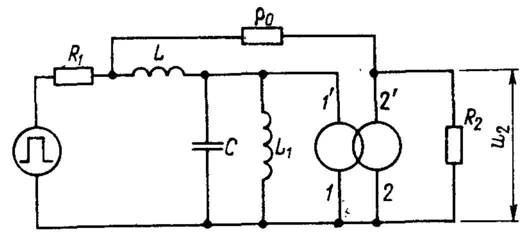


Рис. 9.4. Схема замещения воздушного ИТ

Исследованиями ВИТ разной конструкции установлено, что волновое сопротивление и время заряда линии с относительно удовлетворительной степенью точности можно рассчитывать по формулам

$$\rho_0 = \sqrt{L_{12}/C_0}; \tag{9.7}$$

$$T_0 = \sqrt{L_{12}C_0}, \tag{9.8}$$

в которых величины

$$L_{12} = L_1 + L_2 \pm 2M; \tag{9.9}$$

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \epsilon \pi D^2 (m-1)}{k\Delta} \tag{9.10}$$

представляют собой эквивалентную индуктивность обмоток относительно точек *1'* и *2'* при замкнутых зажимах *1* и *2* и статическую емкость обмоток относительно зажимов *1'* и *2'* при разомкнутых зажимах *1* и *2* в схеме на рис. 3.1.

В схеме ВИТ на рис. 9.4, так же как и в схеме ИТ с МС, индуктивность L представляет собой сумму индуктивности рассеяния ВИТ и индуктивностей трансформаторной цепи. В отличие от этого емкость C включает в себя только емкости монтажа и нагрузки. Все индуктивности и емкости считаются приведенными к числу витков первичной обмотки ВИТ. Таким образом, при анализе свойств ВИТ на основе схемы замещения (рис. 9.4) не вводится понятие динамической емкости обмоток. Действие емкости обмоток учитывается введением в схему замещения линии, представляющей собой элемент с распределенными параметрами.

При практических расчетах неудобно оперировать взаимной индуктивностью обмоток, входящей в формулу (9.9). Эту величину можно исключить из формулы, если учесть, что $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, где k – коэффициент магнитной связи между обмотками, примерно равный $\sqrt{1-\sigma}$.

Покажем, что в различных случаях применения ВИТ коэффициент связи вследствие малости коэффициента рассеяния близок к единице. С этой целью примем относительные искажения фронта и вершины трансформированного импульса 0,2 и 0,1 соответственно (что близко максимально приемлемым для ИТ), оптимальный коэффициент затухания $\delta = \delta_0$ и более или менее характерное для импульсных установок значение $k_L = 1{,}5$. Тогда из критерия осуществимости ИТ в диапазоне возможных значений параметра $\alpha = 0{,}5 \ldots 0{,}9$ следует, что при индуктивной реакции трансформаторной цепи $\sigma = 0{,}028 \ldots 0{,}09$, а при емкостной $\sigma = 0{,}0047 \ldots 0{,}0154$. При таких малых значениях коэффициента рассеяния коэффициент связи действительно весьма близок к единице. Это позволяет выражение для эквивалентной индуктивности упростить и представить в виде

$$L_{12} \approx L_1 (n \pm 1)^2, \tag{9.11}$$

где плюс соответствует согласному, а минус – встречному включению обмоток ВИТ.

Качественно картина искажений формы трансформированного импульса на вторичной обмотке ВИТ в соответствии со схемой замещения на рис. 9.4 имеет вид, приведенный на рис. 9.5. Распределенный

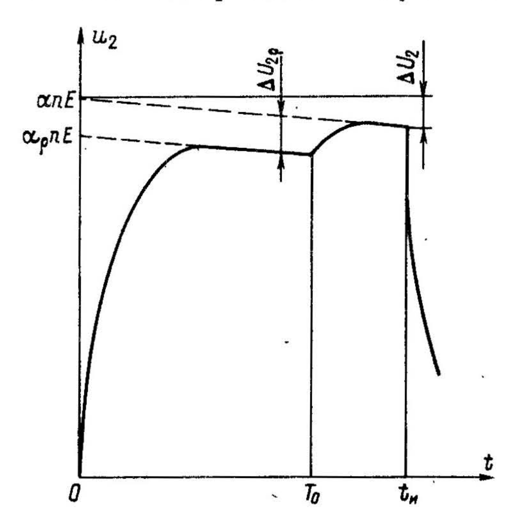


Рис. 9.5. Качественная картина искажений формы трансформированного импульса в воздушном ИТ

характер электромагнитных параметров ВИТ проявляется в том, что до момента окончания заряда T_0 линия ведет себя подобно активному

сопротивлению ρ_0, включенному между точками *1* и *2* схемы. После окончания заряда, в момент T_0, линия как бы отключается и ее шунтирующее действие прекращается, в результате чего напряжение на вторичной обмотке ВИТ возрастает на величину $\Delta U_{2\rho}$.

Действительная картина имеет значительно более сложный характер вследствие отражения зарядной волны от точек *1* и *2*, наложения отражений и зависимости волнового сопротивления линии от взаимной индуктивности обмоток, изменяющейся по мере продвижения зарядной волны напряжения по линии. Закономерности протекания этих процессов недостаточно изучены, и, главное, пока неизвестны способы управления ими. Поэтому при практическом проектировании ВИТ приходится ограничиваться таким качественным представлением процесса формирования импульса на вторичной обмотке и тогда тонкая структура процесса остается невыявленной. Вследствие этого уточнения, получаемые с помощью схемы на рис. 9.4, носят, скорее, качественный, чем количественный, характер.

В связи с изложенным приходится констатировать, что теория ВИТ нуждается в совершенствовании. В настоящем виде она приемлема для расчетов ВИТ, в которых допустимы относительно большие искажения формы трансформированного импульса.

Путем анализа схемы замещения на рис. 9.4 можно найти, что относительное ступенчатое снижение напряжения на вершине импульса выражается формулой

$$\Delta u_\rho = \frac{\Delta U_{2\rho}}{U_2} = \frac{(1-\alpha)\left(\dfrac{n \pm 1}{n}\right)^2 R_2}{\rho_0 + (1-\alpha)\left(\dfrac{n \pm 1}{n}\right)^2 R_2}. \tag{9.12}$$

Это снижение напряжения крайне нежелательно, так как оно эквивалентно увеличению неравномерности вершины импульса, вызываемому не током намагничивания, а волновыми свойствами ВИТ. Исключить снижение напряжения можно, рассчитав ВИТ так, чтобы время заряда линии было равно или больше длительности импульса. Тогда отражения возникают после окончания действия импульса, т. е. по завершении рабочих процессов в нагрузке. Однако при этом амплитуда импульса снизится на величину $\Delta U_{2\rho}$, с чем, однако, приходится мириться.

Естественно, что желательно снижение напряжения минимальное. Из формулы (9.12) видно, что для уменьшения этого снижения необходимо увеличивать волновое сопротивление линии, а следовательно, увеличивать эквивалентную индуктивность и уменьшать емкость обмоток. Однако, поскольку в ВИТ отсутствует МС, увеличение индуктивности ограничено конструктивно – допустимыми размерами ВИТ. То же относится и к уменьшению емкости обмоток. Другой способ уменьшения снижения напряжения состоит в применении ВИТ в составе генера-

тора с малым внутренним сопротивлением, когда параметр α близок к единице. Таким образом, минимальным снижение напряжения будет в генераторах на импульсных электронных лампах или транзисторах, где значения параметра α лежат в пределах 0,80 . . . 0,98.

Если задан уровень снижения напряжения, то из формулы (9.12) можно найти необходимое для этого волновое сопротивление

$$\rho_0 = (1-\alpha)\left(\frac{n \pm 1}{n}\right)^2 \frac{1-\Delta u_\rho}{\Delta u_\rho} R_2. \qquad (9.13)$$

На основании изложенного из формул (9.7) и (9.8) следует, что при $T_0 = t_и$ индуктивность первичной обмотки и статистическая емкость ВИТ

$$L_1 = (1-\alpha)\frac{1-\Delta u_\rho}{\Delta u_\rho} R_2' t_и; \qquad (9.14)$$

$$C_0 = t_и/\rho_0. \qquad (9.15)$$

Сопоставляя снижение напряжения на вершине импульса в ВИТ со снижением напряжения в ИТ с МС, на основании формул (3.32), (9.13) и (9.14) можно установить, что эти величины связаны между собой соотношением

$$\Delta u = \frac{\Delta U_2}{U_2} = \frac{\Delta u_\rho}{1-\Delta u_\rho}. \qquad (9.16)$$

Таким образом, малое ступенчатое снижение напряжения на вершине можно рассчитывать по формуле (3.32), т. е. оно равно снижению в ИТ с МС. Уменьшение напряжения импульса на величину $\Delta U_{2\rho}$ можно учесть введением в расчеты параметра α другого коэффициента –

$$\alpha_\rho = \alpha(1-\Delta u_\rho). \qquad (9.17)$$

В общем случае удлинение фронта импульса, вносимое ВИТ, в соответствии со схемой на рис. 9.4, рассчитывается по формуле

$$t_ф = \tau_ф \sqrt{\alpha_\rho L C}. \qquad (9.18)$$

Однако, поскольку действие емкости обмоток ВИТ учтено введением в схему замещения линии и, следовательно, емкостная реакция цепи ослаблена, допустим расчет по упрощенной формуле, соответствующей индуктивной реакции:

$$t_ф = 2{,}2\alpha_\rho L/R_2'. \qquad (9.19)$$

Из формул (9.18) и (9.19) видно, что снижение напряжения на вершине импульса в ВИТ в некоторой степени компенсируется уменьшением удлинения фронта, так как $\alpha_\rho < \alpha$.

Вследствие отмеченного снижения напряжения, а также ввиду того что КПД ВИТ мал, в отличие от ИТ с МС, необходимы соответствующие поправки при выборе коэффициента трансформации. Ориентировочно коэффициент трансформации можно рассчитывать по формуле

$$n = \frac{U_2}{U_1} \frac{1}{\eta(1 - \Delta u_p)}. \tag{9.20}$$

9.3. РАСЧЕТ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Перед началом конструктивного расчета на основании исходных данных производится расчет электромагнитных параметров ВИТ по формулам (9.13)–(9.15). Затем выбираются конструкция, тип, размеры изоляционных промежутков, провода обмоток, отношение диаметра катушки к ее длине, число чередований обмоток. После этого рассчитываются два независимых конструктивных параметра – диаметр катушки и число витков в первичной (или вторичной) обмотке.

Для расчета диаметра катушки и числа витков первичной обмотки можно на основе формул (9.1), (9.2), (9.14) и (9.15) получить следующие выражения:

$$D = \sqrt{\frac{C_0 k \Delta}{\epsilon_0 \epsilon \pi F_c (m - 1)}}; \tag{9.21}$$

$$w_1 = 10^3 \sqrt{\frac{L_1 (1 + 0{,}44k)}{Dk}}. \tag{9.22}$$

При рассчитанных по этим формулам конструктивных параметрах снижение напряжения на вершине импульса равно принятому в качестве исходного.

Затем рассчитывается индуктивность рассеяния ВИТ и по формуле (9.18) или (9.19) проверяется удлинение фронта импульса.

Число витков вторичной обмотки рассчитывается по формуле

$$w_2 = w_1 \frac{U_2}{U_1} \frac{1}{\eta(1 - \Delta u_p)}. \tag{9.23}$$

Если в первичной обмотке один виток, то вместо оптимального числа витков первичной обмотки рассчитывается оптимальное первичное напряжение или оптимальный коэффициент трансформации. Одновитковые ВИТ предназначены для многократного повышения напряжения и поэтому характеризуются большими коэффициентами трансформации. При большом коэффициенте трансформации $(n \pm 1)^2 \approx$

$\approx n^2$. С учетом этого из тех же исходных соотношений для расчета диаметра катушки и коэффициента трансформации одновиткового ВИТ можно получить формулы

$$D = \sqrt{\frac{C_0 k \Delta}{\epsilon_0 \epsilon \pi F_c}}\;; \tag{9.24}$$

$$n = 10^3 \sqrt{\frac{\rho_0 t_и (1 + 0{,}44k)}{Dk}}\;. \tag{9.25}$$

Найденный по формуле (9.25) коэффициент трансформации должен быть увеличен с учетом предполагаемого КПД и принятого ступенчатого снижения напряжения.

По завершении вычислений округляется число витков, производится расчет КПД ВИТ и искажений трансформированного импульса, вносятся необходимые уточнения, повторяются поверочные расчеты. Существенным при расчете ВИТ является то, что КПД и искажения формы импульса взаимосвязаны: попытки увеличения КПД влекут за собой увеличение искажений и наоборот.

9.4. ПРИМЕРЫ ПРИМЕНЕНИЯ И РАСЧЕТА

Цель приводимых ниже примеров – оценка возможностей повышения посредством ВИТ импульсного напряжения в различного рода импульсных установках. Поэтому расчеты сделаны в пренебрежении индуктивностью и емкостью монтажа трансформаторной цепи. Для определенности принято: ступенчатое снижение напряжения на вершине импульса 10%; время заряда линии равно длительности импульса; отношение диаметра к длине катушки равно 0,5 и КПД ВИТ составляет 0,85, что более или менее согласуется с опытными данными.

При емкостной реакции трансформаторной цепи коэффициент рассеяния должен быть практически недостижимо малым для ВИТ. Поэтому предполагается индуктивная реакция трансформаторной цепи. В достаточно мощных импульсных устройствах именно такая реакция, что подтверждают рассмотренные ранее примеры.

Пример 9.1. Пусть требуется посредством ВИТ (см. рис. 9.3) повысить напряжение генератора на лампе ГМИ-34 с частичным разрядом накопительного конденсатора. Длительность импульса 1 мкс, мощность 2 МВт и напряжение 25 кВ. В данном случае ВИТ может быть выполнен с пленочной изоляцией, имеющей диэлектрическую проницаемость 2 при напряженности электрического поля 10 МВ/м. Параметр α для такой импульсной установки равен примерно 0,9. Значения конструктивных параметров ВИТ и удлинения фронта трансформированного импульса при разном вторичном напряжении приведены ниже, причем число витков округлено до ближайших целых:

U_2, кВ	40	60	80	100	120
Δ, мм	1,5	3,5	5,5	7,5	9,5
D, мм	187	146	122	107	98

w_1	46	52	57	61	64
w_2	96	164	238	319	402
$t_ф$, мкс	0,035	0,105	0,196	0,302	0,418

Результаты расчета показывают, что до напряжения 80 кВ удлинение фронта импульса приемлемо, С дальнейшим повышением вторичного напряжения удлинение фронта возрастает. С известными оговорками ВИТ еще применим при напряжении 100 кВ, но при 120 кВ удлинение фронта становится недопустимо большим. Размеры ВИТ получились значительными. Аналогичный по своим параметрам ИТ с МС был бы гораздо меньше. Однако, учитывая конструктивную простоту, ВИТ с такими параметрами можно применять, и особенно для различных экспериментальных работ, когда важно быстро изготовить импульсную установку.

Пример 9.2. Пусть требуется получить импульсы длительностью 10 мкс, мощностью 25 МВт и напряжением 100 кВ. В этом случае первичный генератор удобно выполнить линейным, с тиристорным коммутатором. Однако генераторы такого типа обычно дают небольшое, около 1 кВ, напряжение и необходимо повышать его примерно на два порядка. Эта задача может быть решена посредством одновиткового ВИТ.

Если одновитковый ВИТ выполнен в соответствии с рис. 9.3, то он сравнительно легко реализуем с элегазовым заполнением изоляционной полости. В этом случае при напряженности электрического поля в элегазе 10 МВ/м размер изоляционного промежутка Δ должен быть принят примерно 10 мм.

Расчеты показывают, что соответствующий ВИТ имеет диаметр 0,71 м и число витков во вторичной обмотке 318. При таких конструктивных параметрах ВИТ для его нормальной работы необходимо напряжение генератора в согласованном режиме 0,4 кВ. Тогда ВИТ удлиняет фронт импульса на 1,7 мкс, что, учитывая относительно большую длительность импульса, можно считать хорошим результатом. Главный недостаток этого ВИТ – весьма большие размеры, вызывающие сомнения в целесообразности его применения.

Пример 9.3. Особый интерес для импульсных систем большой мощности представляет повышение напряжения импульсов наносекундного диапазона при большой мощности импульса [1]. Оценим возможности ВИТ для решения соответствующих задач.

Пусть требуется получить посредством ВИТ импульсы высокого напряжения длительностью 50 нс при мощности 1 ГВт от линейного генератора на мощных водородных тиратронах ($\alpha = 0,5$). При конструкции ВИТ по рис. 9.3 и пленочной изоляции с учетом малой длительности импульса можно допустить напряженность электрического поля в изоляции 20 МВ/м. Соответствующие значения конструктивных параметров и удлинения фронта трансформированного импульса при разном вторичном напряжении приведены ниже:

U_2, кВ	40	60	80	100	120
D, мм	344	290	250	224	204
n	1,60	2,62	3,85	5,00	6,25
$t_ф$, нс	3,5	6,2	9,6	13,7	17,8

Данные расчета не уточнены, в частности не округлялись значения коэффициента трансформации. (Одновитковый ИТ невыполним с дробным числом витков во вторичной обмотке.). Тем не менее результаты наглядно свидетельствуют,

что ВИТ позволяет повышать напряжение импульсов длительностью 50 нс от 19 до 120 кВ с умеренным удлинением фронта. Размеры ВИТ, учитывая его весьма большую мощность, можно считать вполне приемлемыми. Из этого примера видно, что ВИТ перспективен для повышения напряжения мощных импульсов наносекундного диапазона длительности.

В целом следует отметить, что перспективы применения ВИТ еще недостаточно изучены, как и недостаточно разработана его теория.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Физика и техника мощных импульсных систем**: Сб. статей / Под ред. Е. П. Велихова. М.: Энергоатомиздат, 1987.

2. **Детали и элементы радиолокационных станций**: Пер. с англ. / Под ред. А. Я. Брейтбарта. М.: Сов. радио, 1952. Ч. 2.

3. **Ицхоки Я. С.** Импульсные трансформаторы. М.: Сов. радио, 1949.

4. **Розенблат М. А.** Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М.: Наука, 1974.

5. **Бабин С. В., Карасев В. В.** Перемагничивание стали марки 3414 при повышенных частотах // Электротехника. 1986. № 7. С. 48–51.

6. **Грязнов Н. М.** Трансформаторы и дроссели в импульсных устройствах. М.: Радио и связь, 1986.

7. **Вдовин С. С.** Проектирование импульсных трансформаторов. Л.: Энергия, 1971.

8. **Зирка С. Е.** Схемы замещения импульсного трансформатора без ферромагнитного сердечника // Радиотехника. 1985. № 10. С. 86–89.

9. **Вдовин С. С., Зирка С. Е.** Расчет формы импульса в импульсном трансформаторе без ферромагнитного сердечника // Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. 1986. Т. 29. № 5. С. 89–90.

10. **Вдовин С. С., Зирка С. Е.** Упрощенные схемы замещения импульсного трансформатора без ферромагнитного сердечника // Электричество. 1986. № 8. С. 69–70.

11. **Матханов П. Н., Гоголицын Л. З.** Расчет импульсных трансформаторов. Л.: Энергия, 1980.

12. **Вдовин С. С., Зирка С. Е., Редькин Е. Г.** Расчет искусственной линии, работающей на комплексную нагрузку // Радиотехника. 1980. № 3. С. 70–72.

13. **Вдовин С. С., Зирка С. Е.** К расчету *RC*-цепи для коррекции фронта импульса в импульсном трансформаторе // Электротехника. 1977. № 12. С. 19–20.

14. **Вдовин С. С., Зирка С. Е.** Последовательная коррекция фронта импульса в импульсном трансформаторе // Динамика систем и устройств автоматического управления / Днепропетровский ун-т. Днепропетровск, 1975. С. 107–115.

15. **А. с. № 503352 СССР, МКИ^2 Н 03К 5/00.** Устройство для коррекции импульсов / С. С. Вдовин, Б. И. Скорик, С. Е. Зирка // Открытия. Изобретения. 1976. № 6.

16. **Вдовин С. С., Зирка С. Е.** К расчету *RL*-цепи для коррекции искажений вершины импульса, вносимых импульсным трансформатором // Изв. вузов МВ и ССО СССР. Энергетика. 1975. № 10. С. 140–142.

17. **Иванов А. Б., Сосновкин Л. Н.** Импульсные передатчики СВЧ. М.: Сов. радио, 1956.

18. **Евтяиов С. И., Редькин Г. Е.** Импульсные модуляторы с искусственной линией. М.: Сов. радио, 1973.

19. **Русин Ю. С., Чепарухин А. М.** Проектирование индуктивных элементов приборов. Л.: Машиностроение, 1981.

20. **Тихомиров П. М.** Расчет трансформаторов. М.: Энергоатомиздат, 1986.

21. **Высоковольтное испытательное оборудоиание** и измерения / А. А. Воробьев, Г. А. Воробьев, Н. И. Воробьев и др. М.: Госэнергоиздат, 1960.

22. **Вдовин С. С.** Сравнение параметров различных схем мощных импульсных трансформаторов // Радиотехника. 1965. № 9.

23. **Справочник** по электротехническим материалам / Под ред. Ю. Д. Корицкого и др. М.: Энергоатомиздат, 1986.

24. **Липштейи Р. А., Шахнович М. И.** Трансформаторное масло. М.: Энергоатомиздат, 1983.

25. **Полтев А. И.** Конструкции и расчет элегазовых аппаратов высокого напряжения. Л.: Энергия, 1979.

26. **Залесский А. М.** Электрические аппараты высокого напряжения. М.: Госэнергоиздат, 1957.

27. **Бачурии Н. И., Залесский А. М.** Изоляция аппаратов высокого напряжения. М.: Госэнергоиздат, 1961.

28. **Ицхоки Я. С.** Минимальный объем импульсного трансформатора // Радиотехника. 1957. № 10. С. 66–84.

29. **Нейман Л. Р., Демирчяи К. С.** Теоретические основы электротехники. Л.: Энергия, 1981. Ч. 1.

30. **Готтер Г.** Нагревание и охлаждение электрических машин: Пер. с нем. М.: Госэнергоиздат, 1961.

31. **Автоматизированное проектирование** силовых трансформаторов / Ю. Б. Бородулин, В. А. Гусев, Г. В. Попов. М.: Энергоатомиздат, 1987.

32. **Зирка С. Е.** К расчету оптимальных конструктивных параметров мощного высоковольтного импульсного трансформатора // Электротехника. 1988. № 10. С. 72–76.

33. **Бурман П. Г., Крайз А. Г.** Производство магнитопроводов трансформаторов. М.: Госэнергоиздат, 1959.

34. **Магнитопроводы** силовых трансформаторов / А. И. Майорец, Г. И. Пшеничный, Я. З. Чечелюк и др. М.: Энергия, 1973.

35. **Стрелец П. Л.** Технология изготовления и термическая обработка ленточных тороидальных сердечников из магнитомягких материалов. М.: Судпромгиз, 1957.

36. **Хайков А. З.** Клистронные передатчнки. М.: Связь, 1967.

37. **Калиш П. Р., Ярочкин Н. И.** Усилительные клистроны. М.: Сов. радио, 1967.

38. **Быстрицкий Н. П.** Магнетронные усилители (амплитроны). М.: Сов. радио, 1966.

39. **Вдовин С. С.** Мощный высоковольтный импульсный трансформатор // Приборы и технка эксперимента. 1979. № 4. С. 164–167.

40. **Вдовин С. С.** Мощный высоковольтный импульсный трансформатор // Приборы и техника эксперимента. 1981. № 3. С. 116–118.

41. **Вдовин С. С.** Конструкции мощных импульсных трансформаторов. Днепропетровск, 1978. Деп. в Информэлектро 23.07.78, № 155-д/78.

42. **А. с. № 803021 СССР, МКИ^3 Н 01F 19/08.** Высоковольтный импульсный трансформатор / С. С. Вдовин, Ю. Ю. Шамрай // Открытия. Изобретения. 1981. № 5.

43. **А. с. № 989596 СССР, СКИ^3 Н 01F 19/08.** Высоковольтный нмпульсный трансформатор / С. С. Вдовин, Ю. Ю. Шамрай // Открытня. Изобретения. 1983. № 2.

44. **А. с. № 1007138 СССР. МКИ^3 Н 01F 19/08.** Высоковольтный импульсный трансформатор / С. С. Вдовин, А. А. Макаренко, Ю. Ю. Шамрай //Открытия. Изобретения. 1983, № 11.

45. **А. с. № 1107181 СССР, МКИ^3 Н 01F 19/08.** Мощный высоковольтный импульсный трансформатор / С. С. Вдовин // Открытия. Изобретения. 1984. № 29.

46. **А. с. № 159570 СССР, класс 21а^4, 68.** Одновитковый дроссель насыщения / С. С. Вдовин // Открытия. Изобретения. 1964. № 1.

47. **Вдовин С. С.** Повышение напряжения мощных электрических импульсов посредством импульсного трансформатора // Электротехника. 1985. № 7. С. 27–29.

48. **Вдовин С. С.** Минимальный объем мощного импульсного трансформатора // Радиотехника. 1987. № 5. С. 89–91.

49. **Ельчанинов А. С., Месяц Г. А.** Трансформаторные схемы питания наносекундных импульсных генераторов // Физика и техника мощных импульсных систем / Под ред. Е. П. Велихова. М.: Энергоатомиздат, 1986.

50. **Электротехника СССР.** Полупроводниковые приборы // Каталог Информэлектро, 1987.

51. **Вдовин С. С.** Импульсный трансформатор без ферромагнитиого сердечника // Радиотехника. 1980. № 8. С. 20–24.

52. **Вдовин С. С.** Мощный импульсный трансформатор без сердечника // Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроннка. 1981. № 1. С. 96–98.

53. **А. с. № 828226 СССР, МКИ^3 Н 01F 19/08.** Импульсный трансформатор / С. С. Вдовин, Ю. Ю. Шамрай // Открытия. Изобретения. 1981. № 17.

54. **А. с. № 892484 СССР, МКИ^3 Н 01F 19/08.** Импульсный трансформатор / С. С. Вдовин, Ю. Ю. Шамрай // Открытия. Изобретения. 1981. № 47.

55. **А. с. № 892485 СССР, МКИ^3 Н 01F 19/08.** Высоковольтный импульсный трансформатор / С. С. Вдовин, Л. З. Цыпко, Ю. Ю. Шамрай // Открытия. Изобретения. 1981. № 47.

Производственное издание

ВДОВИН СЕРГЕЙ САМОЙЛОВИЧ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Редактор *С. С. Полигнотова*

Художник переплета *Л. Г. Угнич*

Художественный редактор *Т. Ю. Теплицкая*

Технический редактор *Н. А. Минеева*

Корректор *М. С. Мордашева*

ИБ № 1812

Подписано в печать с оригинала-макета 15.05.91. Формат 60 × 88$^1/_{16}$. Бумага типографская № 2. Гарнитура Пресс-Роман. Печать офсетная. Усл. печ. л. 12,74. Усл. кр.-отт. 12,97. Уч.-изд. л. 13,64. Тираж 3000 экз. Заказ 1564. Цена 1 р. 80 к.

Энергоатомиздат. Ленинградское отделение.

191065, Ленинград, Марсово поле, 1.

Отпечатано в Московской типографии № 9 МПО "Всесоюзная книжная палата" Госкомиздата СССР.

109011, Москва, Волочаевская ул., 40.

Оглавление